RADIO PLANS

Revue mensuelle d'électronique appliquée. mai 1973 n°306



Stroboscope à battements alternés

Pile ou face électronique

Banc d'essai : Auto-radio FM

Sirène d'alarme électronique

Pupitre de mixage (2e partie)



RADIO PLANS

Revue mensuelle d'électronique appliquée

N° 306 - mai 1973

sommaire

NOTRE COUVERTURE

Circuit imprimé équipé de connecteurs Socapex de la série 127.
Cliché Thomson-CSF - Roger Violet.

Président-directeur général - Directeur de la publication :
Jean-Pierre VENTILLARD.

Secrétariat de rédaction :
André EUGENE (secrétaire général)
Jacqueline BERNARD-SAVARY
Jean-Claude ROUSSEZ

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
Tél. : 202-58-30.

Publicité : Jean BONNANGE.
44, rue Taitbout, 75009 Paris.
Tél. : 874-21-11.

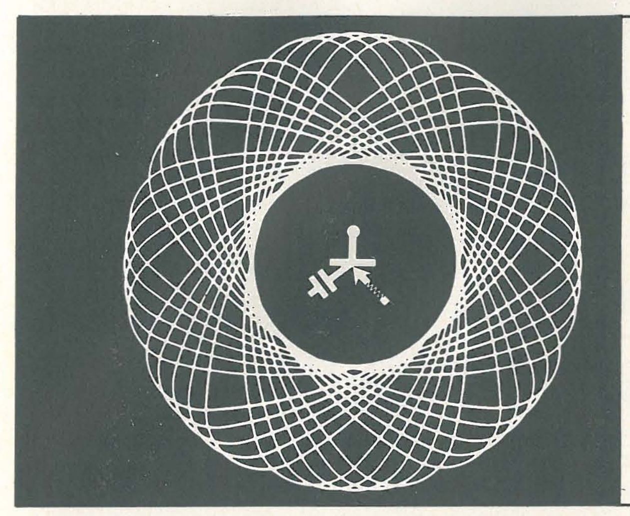
Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
France : 1 an 32 F
Etranger : 1 an 38 F
C.C.P. 31.807-57 La Source.
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres.

Tirage du précédent numéro :
77 000 exemplaires

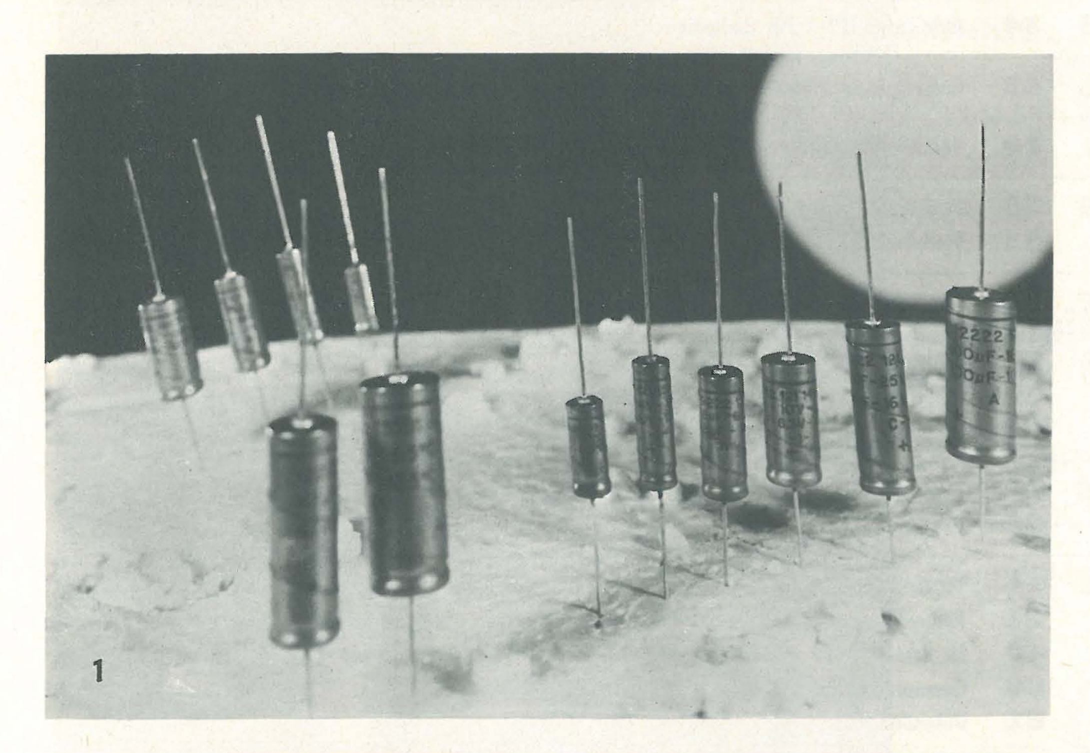
OJD DIFFUSION · PUBLICITÉ



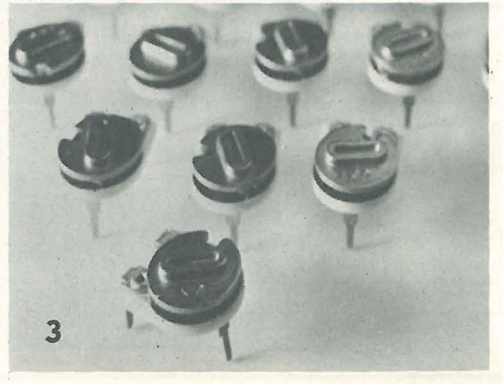
AU



salon international des composants électroniques



1



2

3

1 RTC - La Radiotechnique - Compelec : Condensateurs à l'aluminium à électrolyte solide de la série C 121.

2 Même fabricant : Mémoire RAM de 256 bits.

3 Même fabricant : Potentiomètres à piste Cermet de la série P 482.

4 Même fabricant : Haut-parleurs Haute Fidélité.

5 ITT : Relais électromagnétique GA.

6 Siemens : Circuits intégrés de technologie MOS utilisés dans une balance automatique.

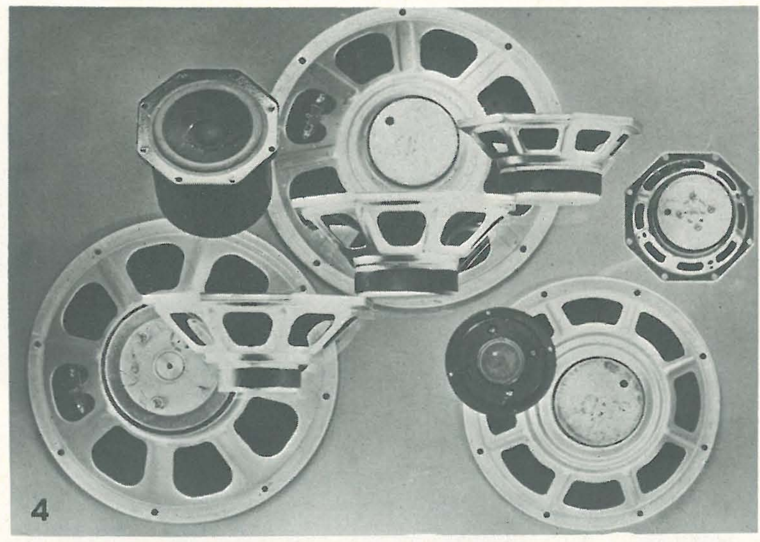
7 Même fabricant : Connecteurs multibroches, commutateurs de présélection et connecteurs coaxiaux.

8 ITT : Mouvement mécanique de montre d'extrême précision comparé avec le plus petit quartz 32 kHz ayant été développé pour montre (exactitude d'une minute par an).

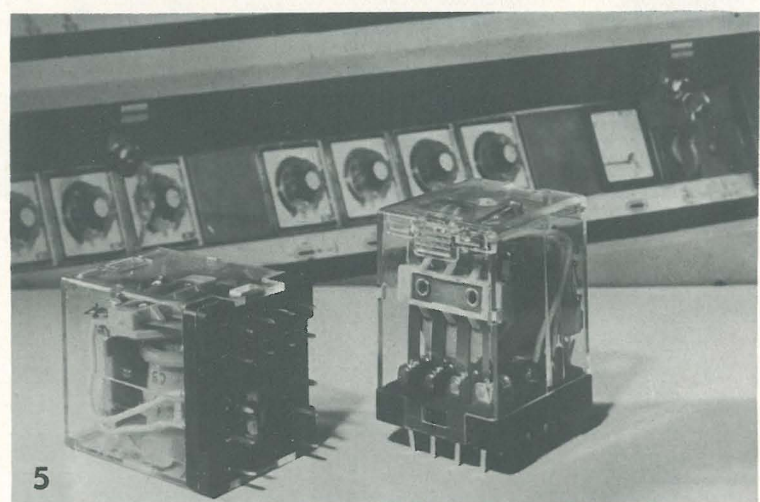
9 Plessey : Potentiomètres miniatures étanches types LMK 5 et MK 6.



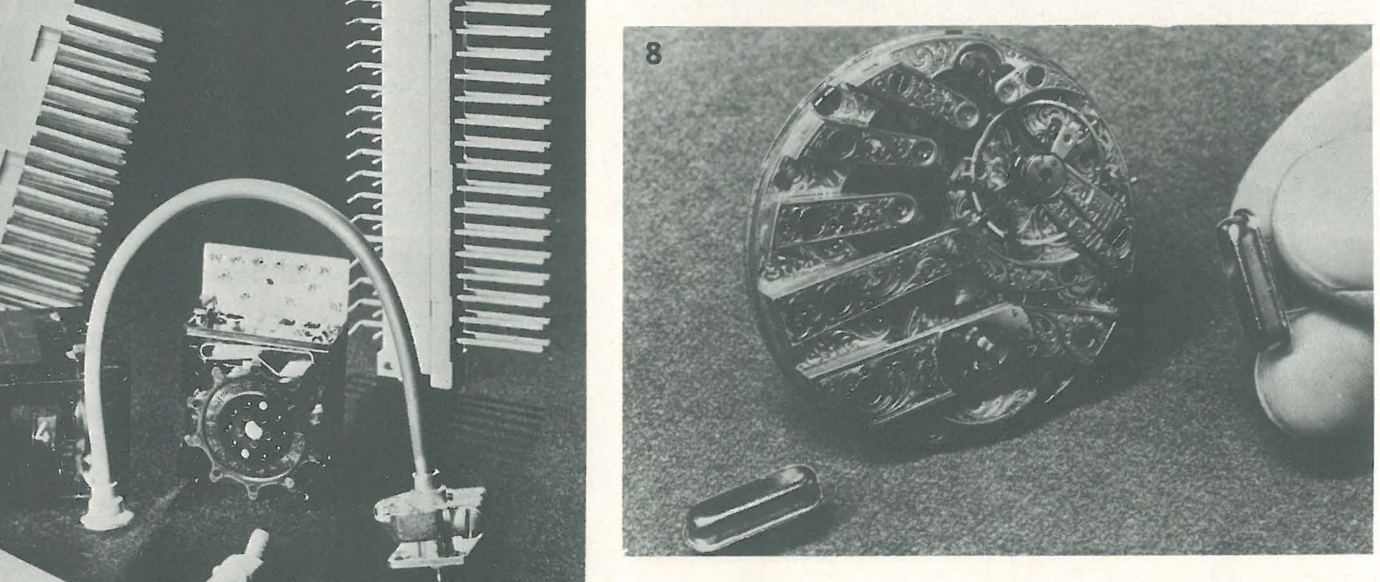
6



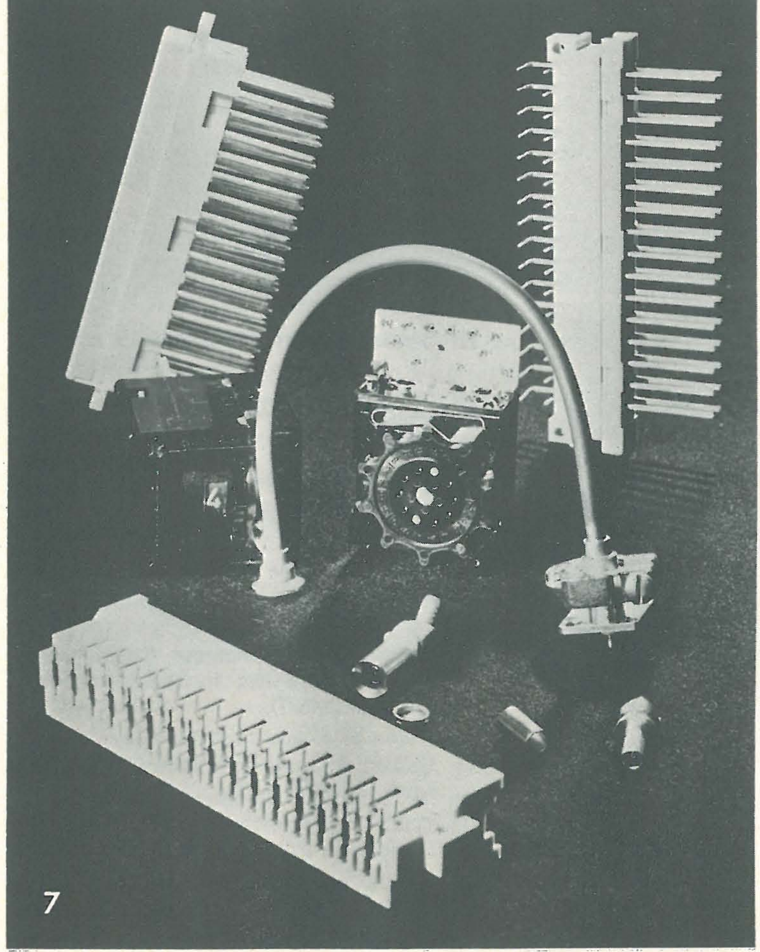
4



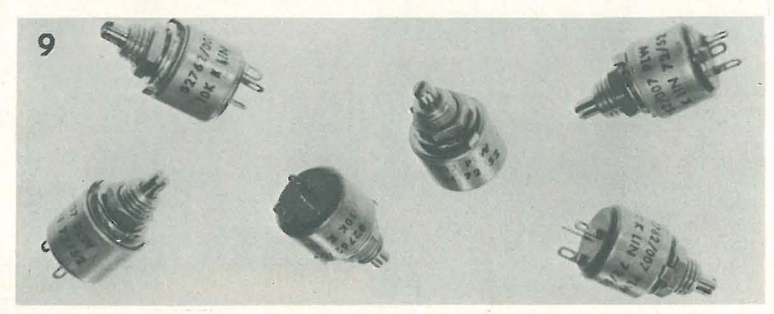
5



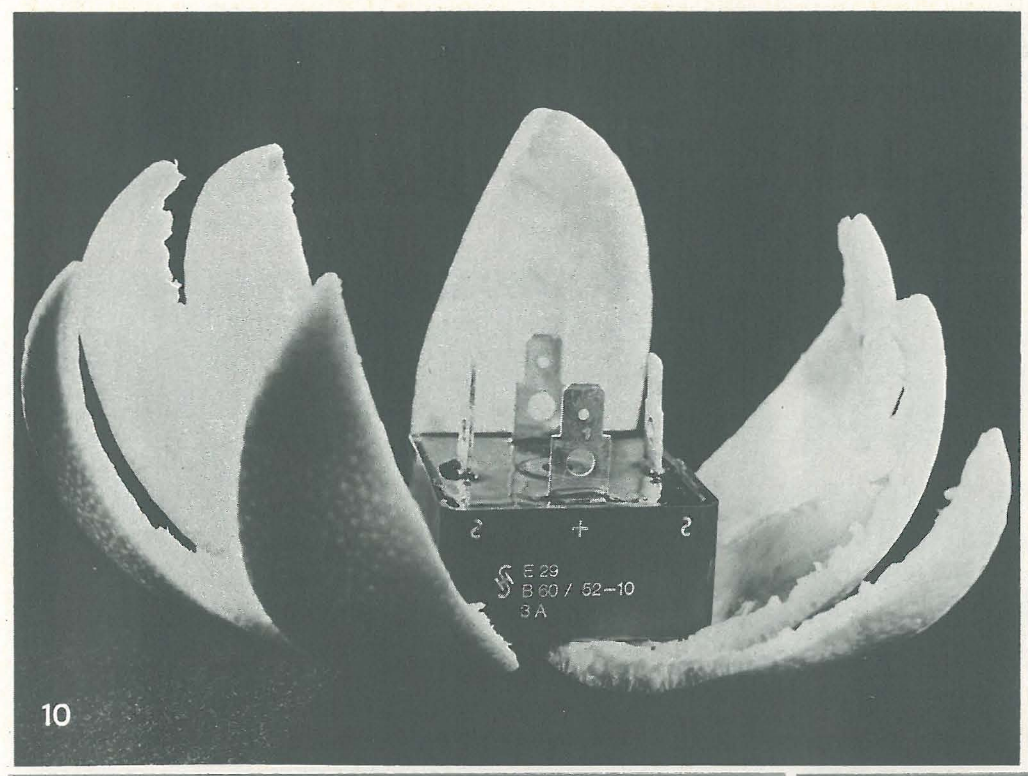
8

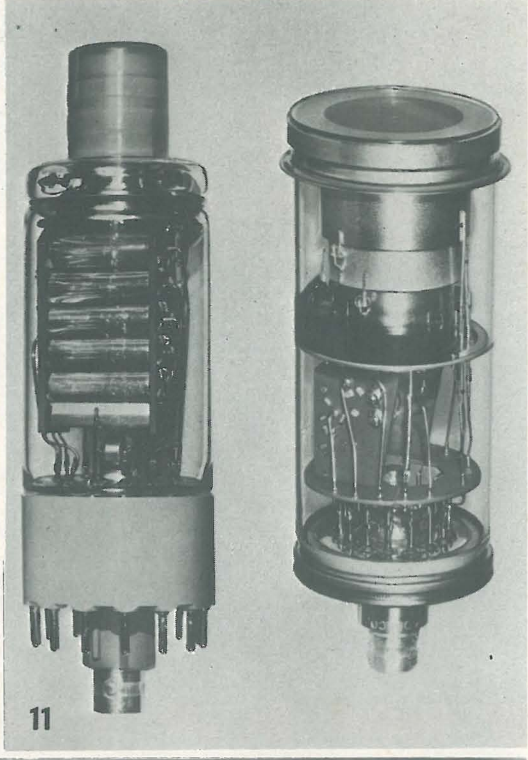


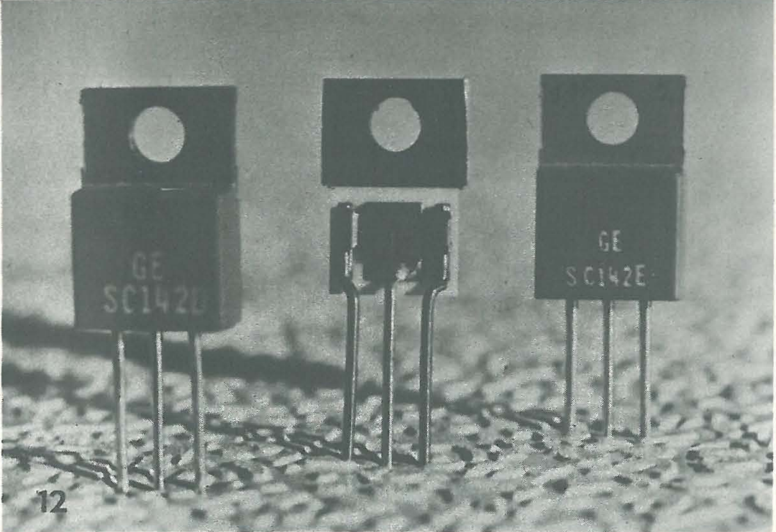
7



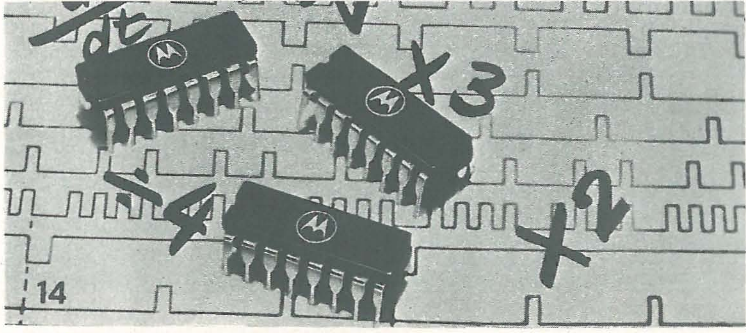
9

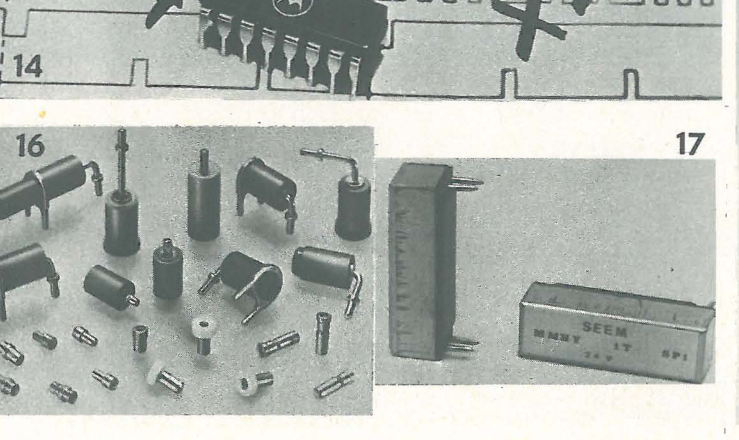


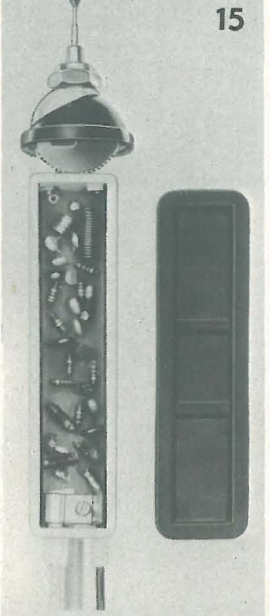












10 Siemens : Pont redresseur 15 ampères.

11 ITT : Photomultiplicateurs F 4084 et F 4034.

12 General Electric : Triac SC142 sous boîtier plastique (8 ampères).

13 Sylvania : Tube 67 cm - 110° à col mince.

14 Motorola : Multiplicateur C.MOS conçu pour résoudre des fonctions arithmétiques (MC 14527).

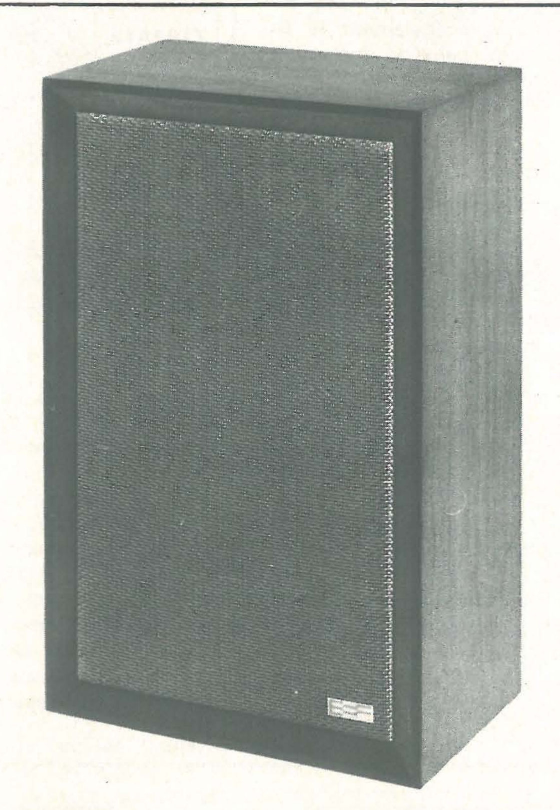
15 Stolle : Antenne électronique pour voitures, modèle A 1014.

16 Sealectro : Points tests.

17 SEEM : Relais reed subminiatures (23 × 7 × 6 mm).

MONTAGES PRATIQUES

CONSTRUISEZ VOS ENCEINTES ACOUSTIQUES



Actuellement, on ne conçoit plus de chaîne HI-FI sans enceinte acoustique. Ce meuble, car c'est bien de cela qu'il s'agit, permet de supprimer la résonance qui se situe aux très basses fréquences et d'accroître de façon importante la courbe de réponse de ce côté.

Parmi les nombreuses enceintes imaginées, la plus ancienne et la plus efficace est celle que l'on nomme Bass-reflex, et qui a été conçue aux environs de 1938. Le seul reproche qu'on puisse lui faire est son volume obligatoirement important, mais qui veut la fin veut les moyens.

DESCRIPTION DU BASS-REFLEX

Le Bass-reflex (voir **figure 1**) est essentiellement une boîte parallélépipédique fermée dont la face avant est percée d'une ouverture destinée à recouvrir le haut-parleur et d'une seconde ouverture appelée évent qui constitue avec le volume intérieur du coffre un résonateur acoustique Helmhostz qui doit être accordé sur la fréquence de résonance du haut-parleur.

Deux méthodes sont possibles pour accorder une telle enceinte :

— L'évent simple qui consiste en une simple ouverture de dimensions déterminées **(figure 2-a)**.

— Le tunnel d'accord qui est une sorte de tuyau prolongeant l'évent simple à l'intérieur du meuble **(figure 2-b)**.

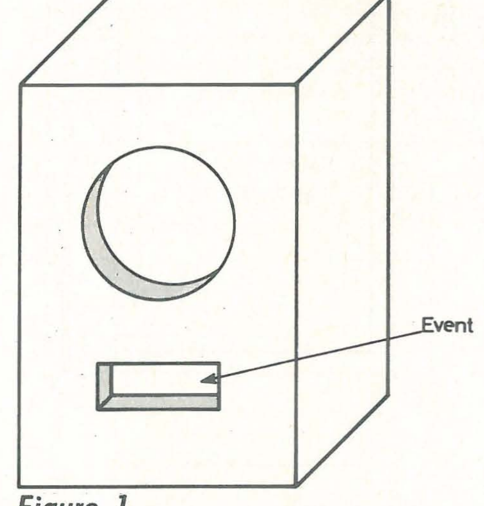


Figure 1

La forme de l'évent a peu d'importance ; seule sa surface compte. L'ouverture peut être circulaire, carrée ou rectangulaire. Ici nous avons opté pour une découpe rectangulaire. Il en est de même pour le tunnel dont seules la surface de base et la longueur sont à considérer.

Expérimentalement on a pu constater que l'emplacement de l'ouverture importait peu ; elle peut donc être située n'importe où sur la face avant. Généralement on la prévoit sous l'ouverture du haut-parleur. Si cela s'avère nécessaire elle peut être placée sur un des côtés du meuble.

Les rapports entre les dimensions du meuble ne sont pas critiques. Par souci esthétique nous conseillons pour la face avant d'appliquer la règle du nombre d'or et dans ce cas la hauteur sera 1,6 fois la largeur.

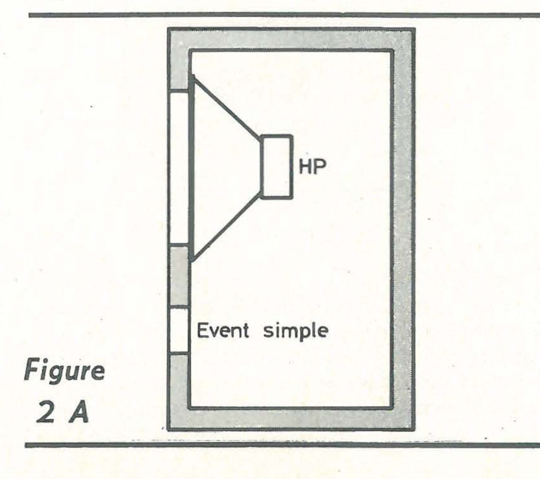


Figure 2 A

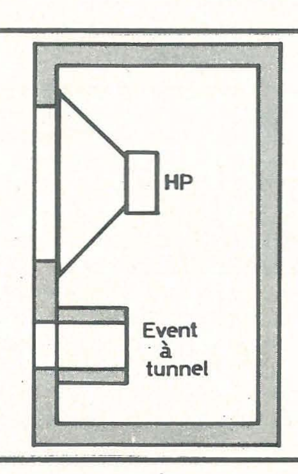


Figure 2 B

DIMENSIONS DANS LE CAS D'UN EVENT SIMPLE

Le tableau ci-contre donne pour différents types de haut-parleur Audax les dimensions à observer. Voir également la figure 3. Ces dimensions peuvent également convenir pour des haut-parleurs de marques différentes mais de caractéristiques semblables.

CONSTRUCTION

Pour la construction on utilisera des panneaux de bois de 2 cm d'épaisseur. Le contreplaqué ou le latté sont particulièrement recommandés en raison de leur grande rigidité et du fait qu'on peut les acquérir avec un placage de bois noble comme le chêne, l'acajou, etc., qui une fois verni donnera un bel aspect à l'enceinte.

On commence par découper les panneaux aux cotes indiquées dans les tableaux. On trace et on découpe la face avant. Le trou du HP aura un centimètre de moins de rayon que le haut-parleur de manière à pouvoir visser ce dernier à l'intérieur du meuble. S'il s'agit d'un haut-parleur à membrane elliptique il est évident que la découpe le sera aussi. Le grand axe de cette ellipse sera vertical ou horizontal, cela n'a aucune importance, mais logiquement on préférera le mettre horizontal.

DIMENSIONS DANS LE CAS D'UN TUNNEL (figures 3 et 4).

Type de HP	Volume en cm³	Profondeur en cm	Hauteur en cm	Largeur en cm	Surface évent en cm²	Longueur en cm	Largeur en cm	Profondeur du tunnel en cm
T19PA12 T19PA15	50 000	26	56	35	144	14,5	10	5,5
T21PA12 T21PA15	84 000	25	73	46	196	17,5	11	6,8
T24PA12 T24PA15	112 600	30	78	48	256	20	13	7,3
WFR15	290 000 225 000	30 30	125 109	78 68	324 324	22 22	14,7 14,7	10 18,6
T16-24PA12 T16-24PA15	63 600	25	64	40	169	17	10	6,5
T21-32PA12	178 500	30	98	61	286	22	13	7,7

Si on veut vraiment soigner l'aspect extérieur nous conseillons d'exécuter des assemblages par feuillures (figure 5). Nous tenons à insister sur le fait que les cotes indiquées dans les tableaux sont des cotes intérieures et il faut en tenir compte lors du traçage et du découpage des panneaux.

L'assemblage se fera par collage. Il importe que la caisse présente le moins de fuites possible et pour cela il faut que les panneaux joignent parfaitement. Pour assurer le serrage pendant le séchage de la colle on mettra des clous tête d'homme de place en place. Après le temps de séchage on enfoncera les têtes avec un chasse-clou et on masquera les trous avec du mastic de même couleur que le bois. On pourra également réaliser plus sommairement la caisse et la recouvrir avec du papier imitation bois.

(suite page 32)

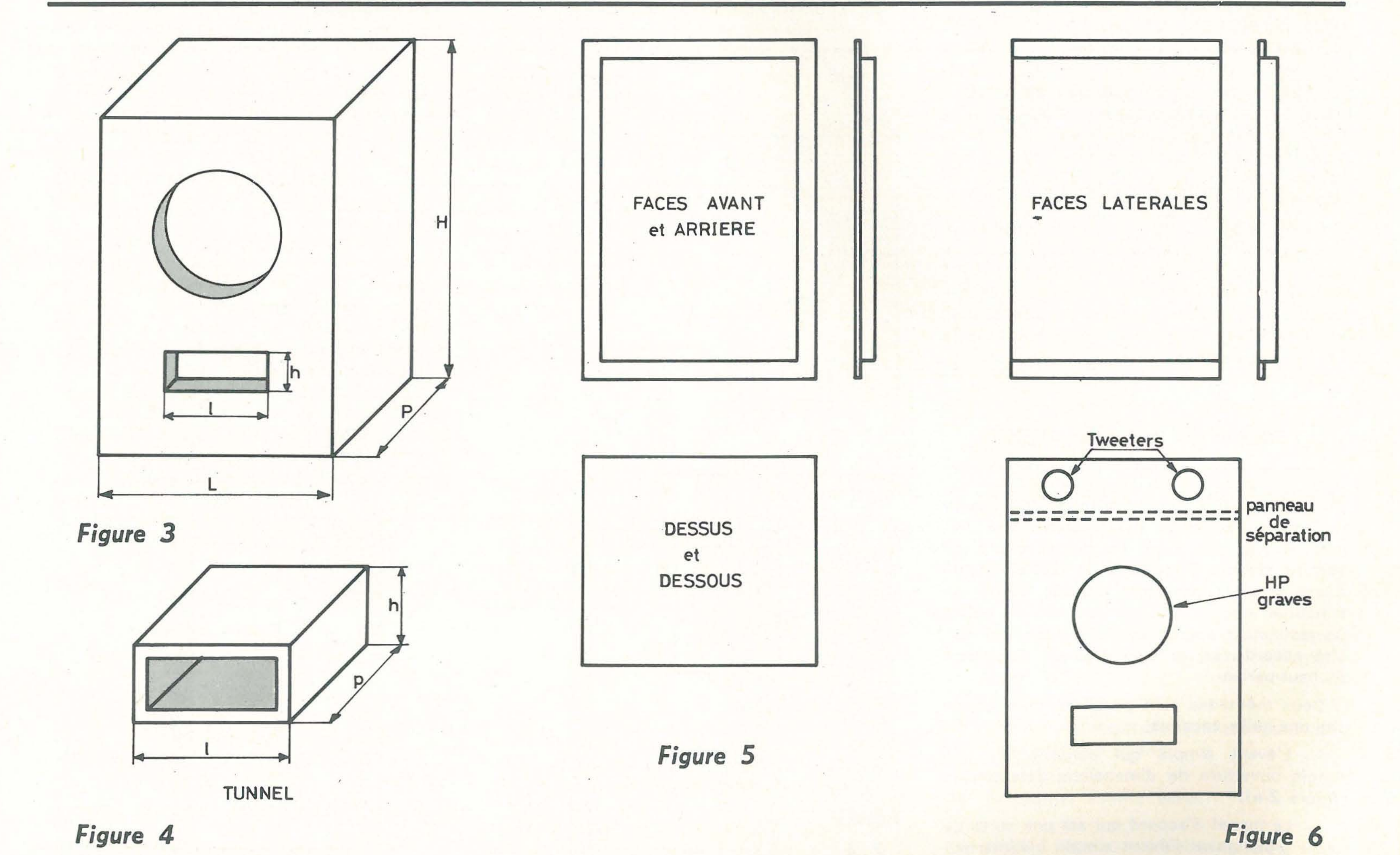
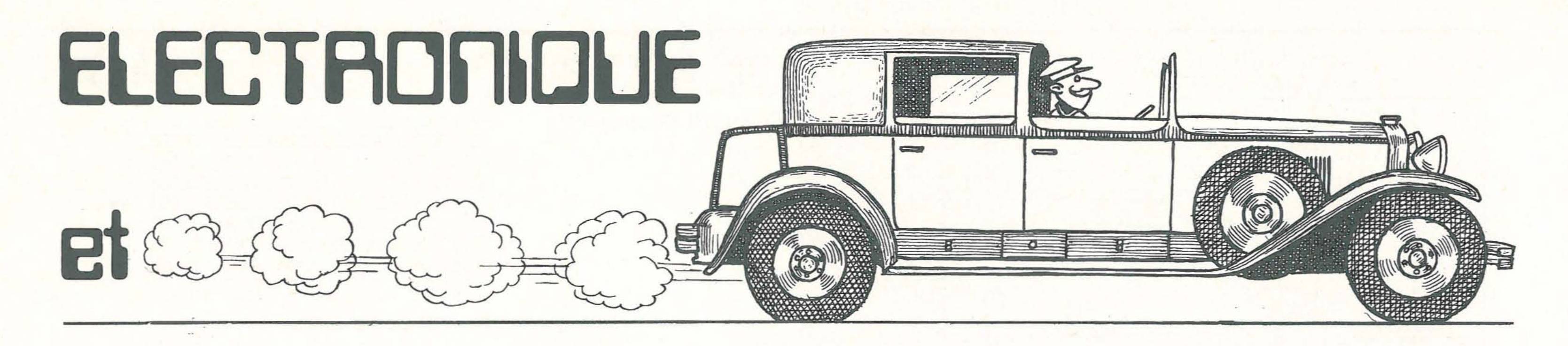


Figure 3

Figure 4

Figure 5

Figure 6



SÉCURITÉ D'EXTINCTION DES FEUX D'UN VÉHICULE

IL arrive fréquemment que lorsqu'on quitte sa voiture on oublie d'éteindre les lampes (lanternes, feux de position, etc.) ce qui est très préjudiciable à la batterie. Le dispositif que nous allons décrire permet de rappeler que cette opération n'a pas été faite et qu'il est urgent de la faire. Nous allons donner deux versions possibles. Une met en action un buzzer ou une sonnette La seconde utilise un générateur électronique créant un puissant signal BF. Nous verrons les deux cas ; le 1er avec le pôle — de la batterie, le second avec le pôle + de la batterie à la masse.

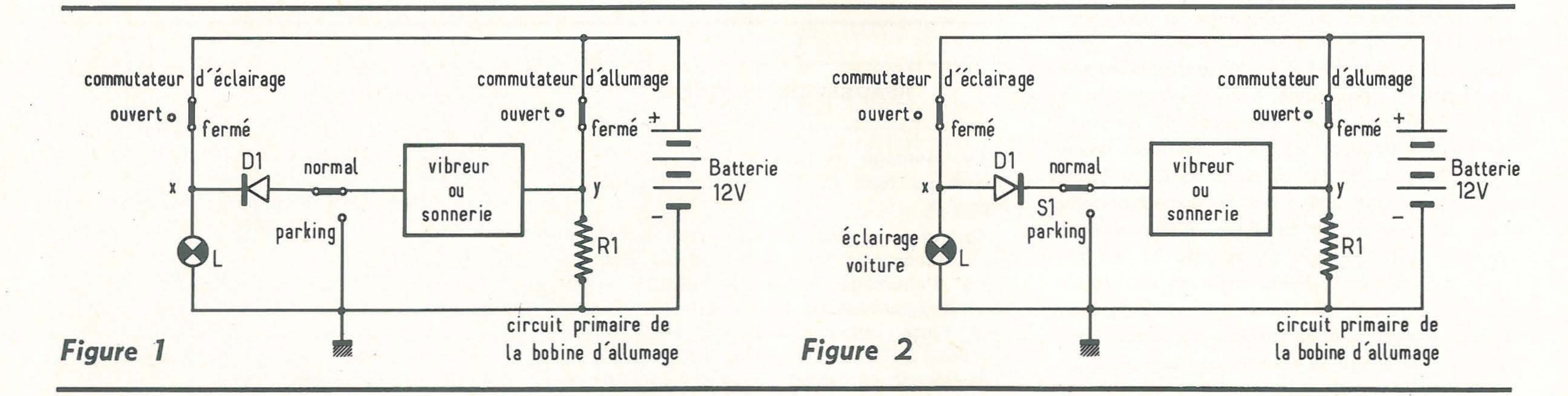


Figure 1

Figure 2

ALARME A BUZZER

La version avec le pôle négatif à la masse est donnée à la **figure 1**. On considère que le commutateur S1 est dans sa position normale. Si les lumières et l'allumage sont tous deux en service, les points X et Y sont tous deux au même potentiel. Le courant dans le buzzer ou la sonnette est nul.

Si les lumières et l'allumage sont coupés et reliés à la masse à travers L et R1, l'alarme est encore interrompue.

D'autre part si le circuit d'allumage est alimenté et si celui des ampoules est coupé le point Y sera à 12v et le point X au potentiel de la masse. La diode sera alors polarisée dans le sens non passant et là encore le dispositif d'alarme ne sera pas en action.

Si l'allumage est coupé et les lumières allumées le point X est à 12v positif et le point Y est au potentiel de la masse à travers R1. La diode est alors polarisée dans le sens passant. Le courant circule dans le buzer ou la sonnette qui étant excité indique que les lumières sont encore allumées bien que l'allumage est coupé. Si on décide de laisser les lumières allumées pendant la nuit on met le commutateur S1 dans la position parking ce qui supprime le dispositif d'alarme. Quand le matin le contact d'allumage est fermé l'alarme pourra opérer. On ramènera le commutateur S1 dans la position « normale ».

La version « positif à la masse » est donnée à la **figure 2**. Ce schéma est identique au précédent à cela près que le sens de la diode D 1 est inversé ainsi que les pôles de la batterie. Cette diode peut être au silicium pouvant supporter un courant plus important que celui du buzzer.

VERSION ELECTRONIQUE

Losrque les lumières de la voiture sont restées allumées un signal sonore est produit aussitôt que l'allumage est coupé. Si ces lumières sont allumées pour le parcage de nuit, le signal d'alarme décroît jusqu'à 0 pendant une période de 15 secondes. L'alarme s'arrête elle-même automatiquement et supprime la nécessité d'agir manuellement dans ce sens.

Le schéma de cette partie électronique est donné à la **figure 3**. La diode D1 remplit les mêmes fonctions que dans le dispositif précédent. Le reste du montage fonctionne en générateur de signal d'alarme. Le générateur est un multivibrateur à transistors complémentaires. Le transistor T2 qui est un 2N3704 a son circuit collecteur chargé par un haut parleur de 8 ohms d'impédance de bobine mobile. Le circuit ne fonctionne que lorsque la batterie est connectée avec les polarités indiquées et ces connexions se présentent seulement quand les lumières de la voiture sont allumées et le contact de l'allumage ouvert.

Quand les liaisons sont celles indiquées sur la figure 3 la fréquence et le volume sont

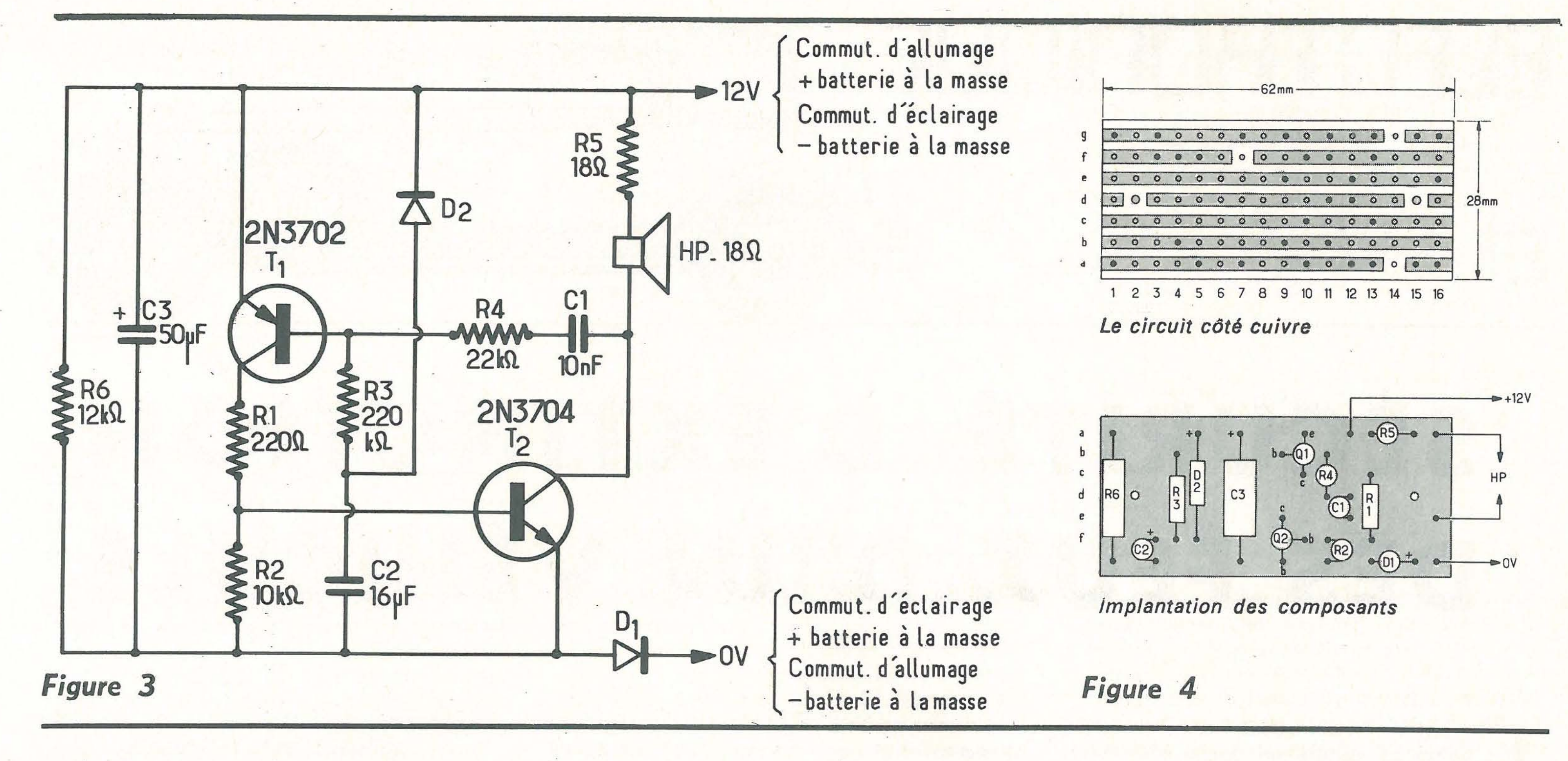


Figure 3

Le circuit côté cuivre

implantation des composants

Figure 4

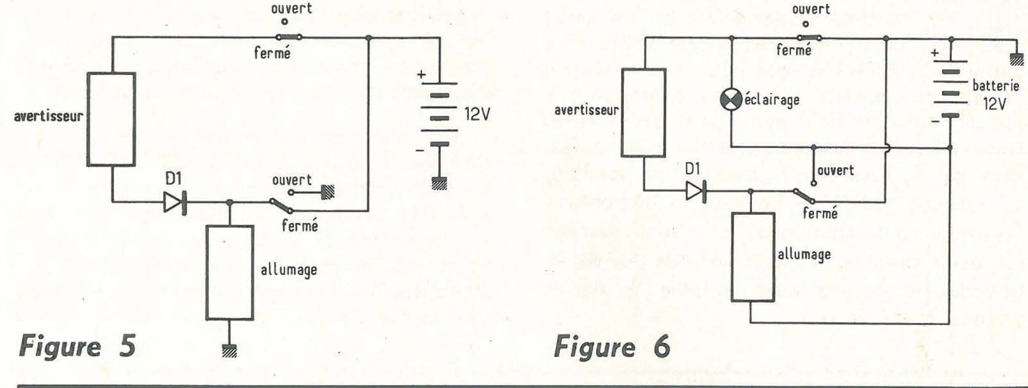


Figure 5

Figure 6

déterminés par les valeurs de R3-R4 et C1, et par la tension au point de raccordement de R3 et C2. Quand ce point est à un potentiel O le volume et la fréquence sont élevée. Ce volume et cette fréquence diminuent à mesure que le point de raccordement de R3 et C2 devient plus positif et tombe à zéro quand ce point approche du potentiel positif de l'alimentation.

Maintenant, figure 3, R3 et la jonction base et émetteur de T1 sont branchés en série avec C2 et agissent comme un simple réseau de charge. Quand la batterie d'alimentation est reliée initialement au circuit par les interrupteurs de l'allumage et des lampes, C1 est complètement déchargé de sorte que la jonction R3-C2 est à un potentiel nul et l'appareil fonctionne à haut volume et à haute fréquence. Le condensateur C2 se charge alors à travers R3 et la jonction base-émetteur de T1. La tension de la jonction R3-C2 augmente selon une loi exceptionnelle vers la tension de la ligne d'alimentation positive qui fait que le volume et la fréquence diminuent. Après environ 15 secondes la tension du point de raccordement R3-C2 atteint une valeur qui supprime l'oscillation et arrête le fonctionnement de l'appareil. Le courant dans le circuit via R6 est de 1 mA. Quand l'alimentation est supprimée (en agissant sur l'interrupteur de lumières et celui du circuit d'allumage) C2 se décharge rapidement par D2 et R6 et l'appareil est alors prêt à remplir à nouveau son rôle d'avertisseur.

REALISATION PRATIQUE

Le montage se fait sur un circuit M. Board du type M 17 comme l'indique la **figure 4.**

Quand ce panneau est complètement câblé, on y raccorde le haut parleur et les interrupteurs d'allumage et de lumière conformément aux indications de la figure 4. Maintenant l'interrupteur d'allumage étant ouvert on ferme celui des lumières. L'appareil opère brièvement, en partant d'une fréquence et d'un volume élevés et décroissant à zéro au bout de 15 secondes environ. Si cela est nécessaire on peut augmenter la période de décroissance en augmentant la valeur de C2. Si un volume plus élevé est nécessaire, on peut utiliser un haut parleur d'impédance plus élevée et réduire la valeur de R5 de façon que la charge collecteur de Tr2 soit de l'ordre de 22 à 27 ohms.

La **figure 5** montre le raccordement avec le circuit électrique d'une voiture dont la batterie à son pôle négatif à la masse ; tandis que la **figure 6** montre la liaison sur une voiture dont la batterie a son pôle positif à la masse.

On peut alors essayer différentes combinaisons : lumière et allumage coupés, lumière et allumage fermé, etc... On vérifie que l'appareil opère seulement si les lumières sont allumées et l'allumage ouvert.

L'appareil est alors prêt à l'utilisation et peut être installé sur le véhicule. Signalons pour terminer que ce dispositif peut être adopté avec les systèmes d'allumage électronique.

D'après Radio Electronics.

QUE PENSEZ-VOUS DE RADIO PLANS NOUVELLE FORMULE ?
QUELS MONTAGES APPLIQUÉS AIMERIEZ-VOUS VOIR DÉCRITS ?
ENVOYEZ-NOUS VOS SUGGESTIONS, ELLES SERONT LES BIENVENUES.

RADIO PLANS

AU SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES :

UN SUCCÈS





COMME chaque année Radio Plans était présent au Salon international des composants électroniques. Mais à l'occasion de celui-ci, avait lieu la présentation de notre nouvelle formule qui a étonné bon nombre de nos lecteurs, tant par sa présentation que par son contenu. Les cadeaux qui étaient donnés pour chaque abonnement du salon ont été fort appréciés et ont encore augmenté le succès déjà certain de RADIO PLANS NOUVELLE FORMULE.

Un exemplaire du cadeau-gadget était présenté en fonctionnement le signal de sortie visualisé sur oscilloscope, ce qui permit aux heureux bénéficiaires de ce montage de se rendre compte de l'aspect définitif de *l'injecteur de signaux carrés.*

Nous devons signaler d'autre part que cette distribution de cadeaux-gadgets s'est continuée à la Foire de Lyon, et ceci dans le but de faire profiter quelques-uns de nos lecteurs de province de cette promotion.

En résumé, les compliments et les critiques objectives qui nous ont été faits à l'occasion de ces manifestations, vont nous permettre de continuer l'effort qui a été commencé avec le numéro 305.

Merci encore d'être venus si nombreux.

MUSIQUE

LA MUSIQUE ÉLECTRONIQUE

Par F. JUSTER



Commande rapide des appareils



Principes d'un VCO



Commande linéaire des octaves



Commande linéaire des harmoniques



Amplificateurs commandés par des tensions

Dans le premier article de cette série, on a défini la **Musique électronique**. On a indiqué, ensuite, les ensembles synthétiseurs permettant aux compositeurs et aux chefs d'orchestre, d'utiliser les procédés électroniques leur permettant de travailler d'une manière plus rapide et plus moderne et, en mettant à leur disposition des sonorités nouvelles. On a évoqué le synthétiseur de R. Moog, exemple d'ensemble de musique électronique.

Voici maintenant, des précisions sur certains dispositifs de commande des éléments constitutifs d'un synthétiseur.



Nous désignerons sous le nom d'opérateur, la personne qui se sert du synthétiseur, en qualité de compositeur, « arrangeur », en même aide-compositeur, servant comme son nom l'indique à aider le principal responsable de l'opération en cours.

Précisons encore qu'il s'agit de composer ou d'aider l'inspiration, ou de la compléter ou d'effectuer des arrangements et des modifications d'œuvres existantes.

L'opérateur se trouve devant une multitude d'appareils et chacun de ces appareils possède un certain nombre de boutons de commande.

Tous ces boutons sont nécessaires, on ne peut donc pas les supprimer ; on pourrait à la rigueur réduire leur nombre ou, encore, les désigner, selon leur importance, primaire ou secondaire, par des dimensions, formes ou couleurs différentes.

Il va de soi, toutefois, que l'opérateur, ayant une formation solide d'instrumentiste, sait prendre rapidement des décisions (c'est ainsi que l'on joue bien d'un instrument !) mais cela peut ne pas être suffisant. Il faut aussi que les boutons ou autres dispositifs de commande, soient à **action rapide**, autrement dit il faut qu'il s'écoule très peu de temps (une petite fraction de seconde si possible) entre le moment où l'opérateur prend une décision et celui où le résultat requis est obtenu.

Soit par exemple, le cas où l'opérateur désire surenregistrer sur une bande magnétique, un accompagnement spécial genre rithmeur ». Il décide alors, de brancher sur le magnétophone une sortie de générateur de signaux de ce genre. Il aura donc à toucher à plusieurs boutons et il faudra que les « réponses » de ces commandes soient très rapides.

La commande d'un bouton est grandement facilitée et accélérée si elle est douce. Ainsi, la commande d'une touche est plus douce que celle d'un inverseur circulaire.

Les commandes douces et rapides peuvent être utilisées lorsque les actions désirées s'appliquent à des variations de tensions. L'idée de Moog est justement d'effectuer toutes les commandes, si possible, par variation de tension. Par variation on entend, d'une manière générale, également, l'apparition on la suppression d'une tension. Certaines variations ne seront pas linéaires. Ce procédé est bien connu des électroniciens et, en particulier de ceux qui connaissent les diodes à capacité variable : elles permettent de faire varier une capacité en effectuant une variation de tension. Avec quelques boutons-poussoirs, on peut faire apparaître l'émission désirée.

Dans le synthétiseur, il y a des oscillateurs entre autres. Il est clair qu'avec des commandes par tensions, il sera facile de faire apparaître ou disparaître le genre de signal que l'on désire, de modifier sa forme, sa fréquence, son sens (par exemple dents de scie positive ou négative) de le brancher en un point A ou un autre point X, etc etc.

De même en agissant sur plusieurs commandes, on introduira en circuit, plusieurs signaux différents ou on en supprimera certains.

Dans le cas des générateurs, on agit par des tensions, sur les oscillateurs. Ces oscillateurs se nomment **oscillateurs commandés par une tension**, en anglais et en abrégé : VCO = voltage-controlled-oscillator. En français on pourrait écrire OCT mais les trois mots anglais ci-dessus sont eux-mêmes **d'origine française...**, donc c'est VCO que nous adopterons, terme connu de tous les techniciens.



A la **figure II-1** on donne un exemple, d'un générateur commandé par des tensions et donnant à ses sorties divers signaux, de même fréquence et de formes différentes.

Il y a quatre sections dans cet appareil générateur de signaux : la section « sommateur » (ou additionneur) est, comme son nom l'indique, un circuit qui donne à la sortie, la somme des tensions appliquées aux entrées, au nombre de 3 ou plus.

Ainsi, si l'on applique à chacune 1 V on aura à la sortie **de cette section**, 3 fois 1 V

ou encore, d'une manière plus générale, la tension de sortie **proportionnelle** à la somme des tensions d'entrée.

Comme sommateur on utilise un amplificateur opérationnel AOP1 soumis à la contre-réaction par la résistance insérée dans la boucle CR.

Passons à la section suivante qui se nomme **générateur exponentiel**. En réalité c'est un montage amplificateur donnant à la sortie, un courant I_0 qui varie exponentiellement lorsque la tension d'entrée varie linéairement.

Cette section est réalisée avec un amplificateur opérationnel AOP2 soumis à une contre-réaction non linéaire, d'où son nom de « générateur » de signaux exporentiels. En réalité c'est un intermédiaire. A la section suivante : « oscillateur de relaxation », on utilise, par exemple, un transistor unijonction (UJT) que l'on reconnaît aisément par son émetteur E dessiné obliquement par rapport à la ligne des bases B_1 et B_2. Si ces dernières sont convenablement polarisées, la fréquence variera avec la polarisation de l'émetteur E obtenu à l'aide d'une résistance variable réelle ou électronique, c'est-à-dire par exemple, la résistance de sortie d'un semiconducteur.

La capacité C se charge par l'intermédiaire de cette résistance grâce au courant I_0 fourni par le AOP2.

ayant la même fréquence mais d'autres formes.

Ainsi, le signal en dents de scie est appliqué à un circuit « TRI » qui le transforme en signal **triangulaire** « symétrique ». Dans un signal triangulaire dit symétrique, la montée et la descente sont d'égale durée alors que dans le signal en dents de scie, la montée est de durée longue par rapport à celle de la descente qui théoriquement serait nulle.

Du signal triangulaire on peut passer à un signal sinusoïdal à l'aide d'un autre montage spécial « SIN » ; enfin, en partant du signal en dents de scie et en passant par un circuit « IMP », on obtiendra les impulsions, à la sortie S_4.

Des signaux composés de 2 m phaseurs de ces signaux pourront être obtenus par mélange (voir **figure II-2**).

De même, grâce à des multiplicateurs et à des diviseurs de fréquence, chaque signal pourra être modifié en fréquence.

Seules, la porte composée de l'oscillateur de relaxation et celle de signaux sont nécessaires pour obtenir les quatre sortes de signaux de sortie. Ces quatre formes sont parmi les plus usitées en musique et plus particulièrement en musique électronique, pour obtenir, à partir d'elles, d'autres signaux.

Si l'on se contentait de l'UJT et des sorties, l'émetteur E serait connecté au + 12 V

Rappelons comment varie la fréquence f lorsqu'on passe d'une note, à la note octave supérieure.

La fréquence de la première octave supérieure est 2f, donc le **double** de f. La fréquence de l'octave suivante est le double de la note qui la précède d'un intervalle d'octave, donc 2 fois 2f = 4f.

En composant avec ces harmoniques on voit que si f est la fondamentale, 2f est la fréquence de première octave et aussi le second harmonique mais, cette coïncidence ne se poursuit pas.

L'octave suivante est à la fréquence 4f, donc à l'harmonique 4 et non à l'harmonique 3.

Une variation proportionnelle à la fréquence peut être obtenue avec une variation **linéaire** de I_0 du générateur de la troisième section du montage de la figure II-1.

Si, cette variation de I_0 est exponentielle, chaque fois que l'on multipliera la tension de commande par 1, 2, 3, 4, etc. (donc variation linéaire) I_0 sera multiplié par $2^0 = 1$, puis $2^1 = 2$, puis $2^2 = 4$, puis $2^3 = 8$, etc.

De ce fait I_0 croîtra exponentiellement et on obtiendra : avec I_0 la fréquence f, avec $2I_0$, la fréquence 2f, avec $4I_0$, la fréquence 4f et ainsi de suite.

Une variation linéaire de la tension d'entrée donnera donc, une succession d'octaves consécutives, si I_0 varie exponentiellement.

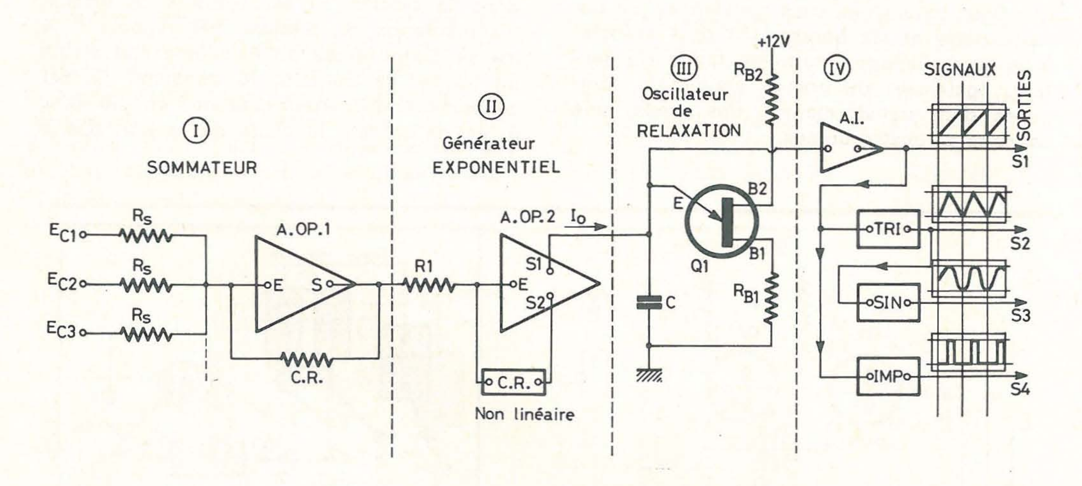


Figure 1

Figure 2

Si I_0 varie, la fréquence du signal périodique fourni par l'UJT variera aussi.

On sait qu'en montage normal, l'UJT fournit à la sortie, c'est-à-dire aux bornes de la capacité C de charge et décharge, une tension en dents de scie de forme excellente, avec retour très rapide.

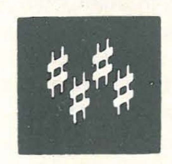
Le montage AI est tout simplement un intermédiaire entre la sortie de l'oscillateur et la sortie S_1 de l'appareil complet. Ce montage sert de séparateur, d'adaptateur d'impédances (en général abaisseur) et éventuellement d'amplificateur.

Finalement, le signal en dents de scie est obtenu à la sortie S_1. La forme est indiquée sur la figure près de cette sortie.

D'autre part, on peut, à partir du signal en dents de scie, obtenir d'autres signaux,

par une résistance variable qui règlerait la fréquence par variation du courant qui la traverse pour charger C.

Voici maintenant des exemples d'application de ce générateur.



Dans cette application on utilisera la caractéristique exponentielle de la section « GEN-EXPONENTIELLE » du montage du VCO de la figure II-1.

Préparons trois tensions continues égales E_0 aux entrées E_{c1}, E_{c2} et E_{c9} (figure II-1) de la section I.

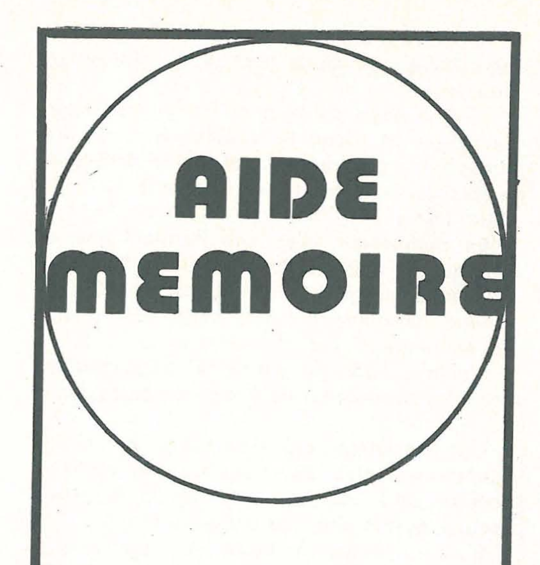
La tension E_0 seule, appliquée à E_{c1} donnera une tension E_1 à la sortie de cette section.

Appliquée à AOP2, il y aura un courant I_0 qui permettra d'obtenir un signal à la fréquence f.

Appliquons ensuite, une autre tension E_0 à l'entrée E_{c2}. La tension de sortie du circuit sommateur sera alors $2E_1$ et le courant de charge de C sera $2I_0$ donc la fréquence sera 2f (octave supérieure de f).

Appliquons, enfin, E_0 à l'entrée E_{c9}. Cela donnera une tension $3E_1$ à la sortie de la section I, un courant $4I_0$ à la sortie de la section II donc, une fréquence 4f.

(Suite page 26.)



GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX PÉRIODIQUES

Générateur de signaux rectangulaires

Il existe de nombreux moyens d'engendrer des signaux rectangulaires. On peut classer les générateurs de ce genre, en deux catégories : ceux qui créent eux-mêmes ces signaux et ceux qui donnent ces signaux, à leur sortie, à partir de signaux périodiques ayant une forme différente, appliquée à leur entrée.

Dans la première catégorie, les générateurs de signaux rectangulaires les plus connus sont les multivibrateurs, dont il existe un nombre considérable de variantes.

Dans la seconde catégorie, mentionnons deux dispositifs assez différents : ceux à écrêtage et ceux à **trigger de Schmitt**. Ce dernier type de générateur présente l'avantage de fonctionner correctement dans une gamme très étendue de fréquences et peut s'adapter aisément à un générateur de signaux sinusoïdaux à large bande de fonctionnement, par exemple la bande comprise entre 20 Hz et 400 000 Hz donc, dépassant très largement la BF et permettant ainsi, l'essai et la vérification, de nombreux montages BF, HF et VF.

Le schéma

Celui-ci est très simple. Il ne comprend que deux transistors, trois résistances, un potentiomètre et six bornes. On peut associer à ce petit montage, une alimentation sur secteur, également de grande simplicité, composée d'un transformateur, une diode, une capacité et quatre bornes.

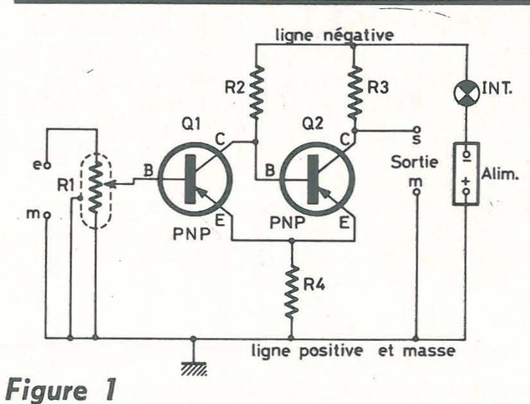


Figure 1

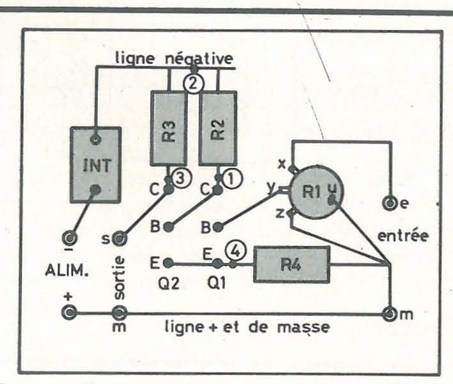


Figure 2

Voici d'abord, à la **figure 1**, le schéma du générateur. Le signal provenant d'un générateur de signaux sinusoïdaux est appliqué aux bornes d'entrée e et m, le point m étant celui relié à la ligne de masse. Ce signal apparaît aux bornes du potentiomètre R_1. Grâce à R_1, il peut être réduit à la valeur voulue et être appliqué à la base du transistor Q_1, un PNP.

Les deux transistors Q_1 et Q_2 sont montés en **trigger de Schmitt**. Ce trigger est constitué d'une manière analogue à celle d'un multivibrateur mais il fonctionne d'une manière très différente. Noter l'absence de tout condensateur dans ce montage.

On remarquera toutefois, deux couplages : l'un par les émetteurs, réunis ensemble et reliés à la ligne de masse par une unique résistance R_4. Le deuxième couplage est effectué par la liaison directe entre le collecteur de Q_1 et la base de Q_2. Les deux transistors sont alimentés par des résistances de collecteur R_2 et R_3, la dernière étant la charge de sortie.

Lorsqu'à l'entrée, le signal périodique passe par une des alternances, le trigger passe à un état stable qui se caractérise par une tension constante à la sortie, désignée par exemple par E_1.

Lorsque le signal d'entrée est sur l'autre alternance, le trigger passe à un deuxième état stable et, de ce fait, la tension constante de sortie est différente de la précédente. Soit E_2 cette tension.

Il est clair que dans ces conditions, le signal de sortie sera rectangulaire, d'amplitude égale à la diférence entre E_2 et E_1 évaluée positivement, et dont la fréquence sera égale à celle du signal excitateur appliqué à l'entrée.

Les deux états stables du trigger de Schmitt, qui est, par conséquent, à classer dans la catégorie des multivibrateurs, bistables sont les suivantes : lorsque Q_1 est bloqué, Q_2 est conducteur et lorsque Q_1 est conducteur, le transistor Q_2 est bloqué.

On en déduit que si Q_2 est bloqué, le courant de collecteur traversant R_3 est nul donc la tension E_1 est égale à la tension d'alimentation E_b, évaluée par rapport à la masse. Dans le cas du deuxième état stable du trigger de Schmitt, le transistor Q_2 est conducteur. Un certain courant I circule dans R_3 et, de ce fait, la chute de tension due à cette résistance est R_3I. La tension du collecteur, égale à celle de sortie, est alors $E_b - R_3I = E_2$. L'amplitude de la tension rectangulaire est, dans ces conditions : $E_2 - E_1 = - R_3I$ ou, en valeur positive R_3I volts, avec I en ampères et R_3 en ohms ou encore, I en mA et R_3 en kΩ, les tensions étant mesurées en volts.

Il est évident que la tension de sortie E_b $e_1 = |E_2 - E_1|$ sera inférieure à la tension d'alimentation.

Remarquons que le montage de la **figure 1**, utilisant deux transistors PNP, la ligne positive est la ligne de masse.

On utilisera les transistors suivants : 2N 414 (type choisi par l'auteur de ce montage, P.S. Lederer, voir bibliographie à la fin de cet article). Sont proches du 2N414, les types suivants : OC45, 2N425, 2N427, 2N 428, 2N1174, 2N1191, 2N1192. Il est nécessaire d'utiliser un transistor à commutation rapide, fonctionnant bien aux fréquences élevées.

Construction

A la **figure 2** on donne un plan explosé de montage, permettant d'avoir une vue complète de toutes les connexions à effectuer entre les divers composants : transistors, résistances, potentiomètres, six bornes et l'interrupteur. On voit qu'il y a deux lignes d'alimentation, l'une est la ligne de masse et ligne positive, l'autre est la ligne négative. Cette ligne — est séparée du — alimentation par l'interrupteur « INT ». Commençons l'analyse du plan par l'entrée. Le point e de l'entrée est relié à une cosse x du potentiomètre R_1 tandis que l'autre borne, m, est reliée, d'une part à la ligne de masse et, d'autre part à la cosse z du potentiomètre. Si celui-ci est en boîtier métallique, il y a souvent sur ce boîtier une cosse u qui devra être également reliée à la ligne de masse.

Passons aux deux transistors Q_1 et Q_2. Ceux-ci ont, chacun, un émetteur E, une base B et un collecteur C. On a représenté les points de branchement des fils par les initiales E, B et C. Le curseur, point y du potentiomètre est relié à la borne B de Q_1 dont le collecteur C est relié, par R_2, au négatif de l'alimentation, par l'intermédiaire de l'interrupteur INT. Celui-ci a deux points de branchement dont le choix est indifférent.

auquel aboutissent le fil de collecteur de Q_1 et la résistance R_2 mentionnée plus haut. On a donc réalisé les deux couplages directs de ce trigger de Schmitt, celui entre émetteurs, par R_4 et celui entre collecteur de Q_1 et base de Q_2, par R_2.

Reste disponible, comme électrode de sortie, le collecteur de Q_2. Le fil de ce collecteur est soudé à un point 3 de jonction où l'on trouvera également un fil de R_3 (reliée à la ligne négative), et un fil provenant de la borne de sortie s.

Il est important de ne pas omettre les points de jonction 1 à 4 qui évitent de souder les fils des composants d'une manière désordonnée, en particulier ceux des transistors.

Plan de câblage

On le donne à la **figure 3**. Les connexions sont établies comme dans le plan explosé mais les composants se trouvent à leur vraie place.

A noter que ce plan de câblage est vu du côté des connexions, les composants se trouvant sur l'une ou l'autre face de la platine. Dans ces conditions, l'entrée apparaît à droite et la sortie à gauche.

Les transistors ont divers brochages. On a prévu sur la platine trois points E B C représentant les fils des transistors.

Il est clair que le brochage étant connu, on sera en présence des 6 fils des transistors. Le fil d'émetteur E de Q_1 sera soudé au point de jonction 4 où aboutira également le fil de l'émetteur de Q_2. Le fil B de base de Q_1 sera soudé directement à la cosse y du curseur du potentiomètre à laquelle n'est connecté aucun autre fil. Le collecteur C

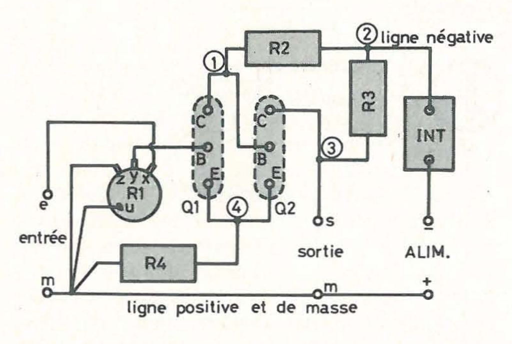


Figure 3

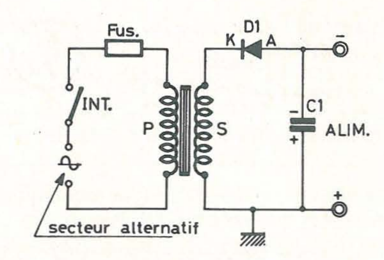


Figure 4

Le positif de l'alimentation est relié à un fil constituant la ligne positive et de masse du montage. Cette ligne part du + alimentation pour aboutir au point m d'entrée.

A cette ligne de masse sont connectés divers points : u et z du potentiomètre R_1, la borne m de la sortie et la borne m de l'alimentation. Revenons au transistor Q_1. L'émetteur de ce transistor est relié à un point 4 où l'on trouve également le fil de l'émetteur du transistor Q_2. De ce point part une résistance R_4 reliée à la ligne de masse, au point m borne d'entrée.

La base de Q_2 est reliée à un point 1

de Q_1 sera connecté au point de jonction 1 où l'on trouvera également le fil de base de Q_2 et le fil de la résistance R_2. Le fil du collecteur C de Q_2 ira au point de jonction 3 où il joindra les fils de R_3 et celui allant à la borne 1 de sortie.

Voici les valeurs des éléments du montage du trigger de Schmitt : R_1 = 25 kΩ linéaire au graphite à faibles capacités parasites, prévu par des circuits à haute fréquence. Il devra être en boîtier métallique, avec cosse u à mettre à la masse ou en boîtier isolant, donc sans cosse u. R_2 = 2,7 kΩ, R_3 = 1 kΩ, R_4 = 68 Ω toutes de 0,5 W.

Alimentation

La faible consommation de ce montage à transistors, autorise l'emploi d'une pile de 4,5 V, le courant n'étant que de 5 mA donc, une puissance dissipée de 25 mW.

Il est également possible de réaliser une alimentation donnant la tension requise, en adoptant le montage de la **figure 4**.

L'énergie est prise au secteur. La tension du secteur, par exemple 110, 120, 220, 240 V, etc., détermine les caractéristiques du primaire P du transformateur d'alimentation. Il en existe avec prises ou avec système adaptateur à toutes les tensions usuelles.

Dans le fil du primaire on intercalera un interrupteur INT2 et un fusible FUS.

Pour obtenir 5 V redressés, il suffira que le secondaire S fournisse 6,3 V alternatif.

Il sera facile de trouver un transformateur de ce genre soit à l'état neuf, soit d'occasion, parmi les transformateurs pour appareils à lampes. Ils possèdent tous un enroulement de 6,3 V. On n'utilisera pas les autres enroulements secondaires. En aucun cas, il ne faudra les court-circuiter mais les laisser simplement branchés.

La diode D_1 effectuera le redressement.

Si le point de masse est au point du secondaire, opposé à celui connecté à la diode, celui-ci sera orienté avec la cathode K du côté secondaire et anode A vers la sortie après que l'on obtienne une tension redressée dite négative c'est-à-dire avec le + à la masse.

Le filtrage est assuré par l'unique condensateur C_1 électrochimique C_1.

Voici les caractéristiques des éléments : INT : modèle quelconque pour secteur 120-250 V, deux bornes d'entrée pour le cordon secteur ; un fusible réalisé avec une lampe de cadran de 6,3 V 0,1 A ; transformateur avec primaire adapté ou adaptable à la tension du secteur, secondaire de 6,3 V donnant plus de 10 mA.

Pratiquement on utilisera un secondaire donnant un courant beaucoup plus élevé, par exemple 0,5 à 2 A, mais cela ne gênera en rien le fonctionnement de cette alimentation : on prendra une diode type universel utilisé généralement en détection comme par exemple 1N34, 1N60, 1N914, OA90, AA119, etc. Même des diodes détectrices, à vide conviennent et dans ce cas leur filament sera échauffé sur l'enroulement 6,3 V. Le condensateur est un électrochimique de 1 000 µF 12 V service (ou toute capacité voisine de 1 000 µF, tension de service 9 à 15 V).

Les deux bornes + et — seront connectées directement aux bornes + et — alimentation du montage de la figure 3. Ce dernier, n'aura plus besoin de l'interrupteur INT. Tant qu'il sera alimenté par ce dispositif redresseur, l'interrupteur INT restera en permanence en position **contact**, c'est-à-dire « marche ».

Construction de l'alimentation

A la **figure 5** on donne le plan explosé de l'alimentation. On notera que les transformateurs d'alimentation sont établis selon des présentations très différentes. Nous en don-

nons une dans laquelle les quatre points de branchement sont représentés par des cosses à souder.

Les connexions sont : du côté primaire, on part de l'une des bornes d'entrée du secteur, on branche (interrupteur puis le fusible, pour aboutir à une des cosses terminales de

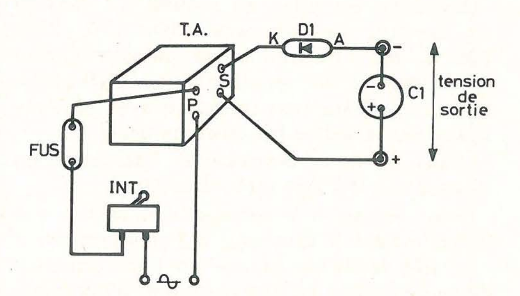


Figure 5

l'enroulement primaire. L'autre cosse du primaire est à relier directement à la borne — secteur restante.

Du côté secondaire, on part de l'une des cosses pour brancher la diode en faisant bien attention à l'orientation : cathode K vers TA et anode A vers la sortie. Celle-ci est représentée par la borne —.

On part, ensuite de la cosse restante du secondaire de 6,3 V pour la relier à la borne + de sortie.

Le condensateur électrolytique (ou électrochimique) C_1 est branché entre les deux bornes de sortie en faisant bien attention à ce qui les polarités — et + soient respec-

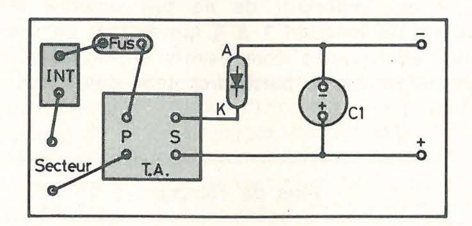


Figure 6

tées. Il existe, pour les condensateurs électrochimiques, diverses présentations, les unes avec des fils, d'autres avec des cosses auxquelles on soude des fils.

A la **figure 6** on donne le plan de câblage, vu de la face « connexions » de la platine isolante. La même face de la platine servira à la fixation des composants.

Variantes avec transistor NPN

Si le générateur de signaux rectangulaires, à trigger de Schmitt est réalisé avec des transistors NPN au lieu de transistors PNP, il sera facile d'établir les schémas et les plans de câblage correspondants.

Nous donnons ci-après toutes les indications nécessaires pour que le lecteur puisse, lui-même, effectuer les modifications sur les figures 1 à 6.

Figure 1 : orienter les flèches des émetteurs de Q_1 et Q_2 vers l'extérieur pour indiquer que les transistors sont des NPN. La ligne de masse reste en place mais elle devient la ligne négative tandis que celle où aboutissent R_2 et R_3 devient la ligne positive. Les bornes d'alimentation et la batterie, ont les lignes + et — permutées.

Figure 2 : modifier comme précédemment les noms des lignes et des bornes d'alimentation.

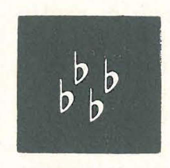
Figure 3 : comme pour la figure 2.

Figure 4 : inverser l'orientation de la diode, donc l'anode A vers le transformateur et la cathode K vers la sortie ; permuter les signes + et — de C_1 et des bornes de sortie.

Figure 5 et 6 : comme pour la figure 4. Mêmes types de diodes. Si les deux transistors sont des NPN, on adoptera, par exemple le 2N1304 RCA.

Bibliographie : Paul S. Lederer, TRANSISTORIZED SQUARE WAWE SHAPER (Electronics World, juin 1960).

LA MUSIQUE ÉLECTRONIQUE (suite de la page 23)



Remplaçons donc la section II, le « générateur » exponentiel par un générateur « linéaire » autrement dit par un amplificateur linéaire au lieu d'exponentiel.

En procédant comme précédemment, les courants seront successivement I_o, $2I_o$ et $3I_o$ et les fréquences d'oscillation seront celles des harmoniques successifs : f, 2f, 3f.

Il va de soi que le sommateur de la section I devra avoir en général, pour les besoins des applications considérées ici, d'un nombre plus grand d'entrées, par exemple 6 ou plus.

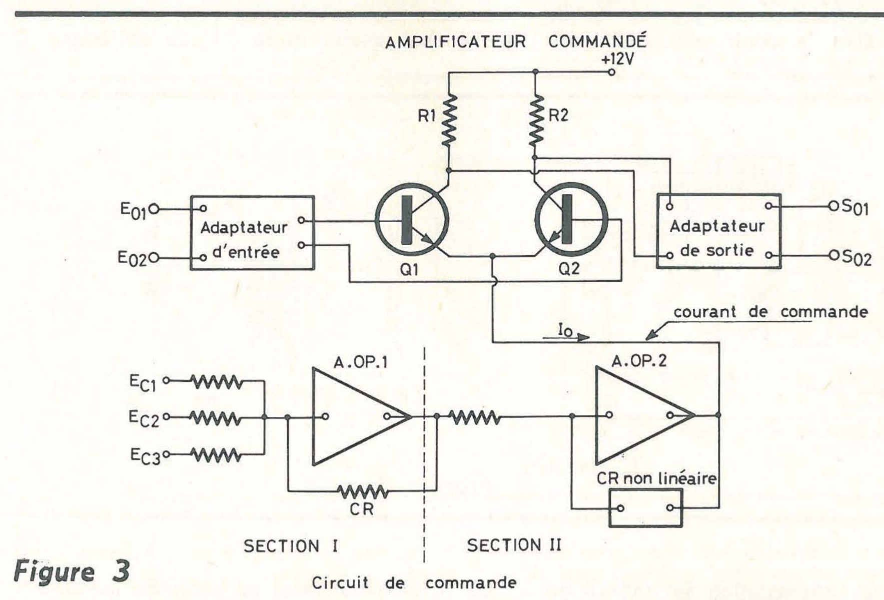


Figure 3



De tels amplificateurs sont connus de tous. Ils existent dans les montages HF et BF lorsqu'on fait varier le gain en modifiant la polarisation d'une électrode. C'est le procédé utilisé aussi en CAG (commande automatique de gain). Ce genre d'amplifica-

teurs, dont le gain est commandé par une tension, sera désigné par VCA (voltage controlled amplifiers) ou, en français AGC, abréviation susceptible de faire confondre le VCA avec AGC ou CAG.

Dans les travaux de l'opérateur du synthétiseur, l'opération réglage de volume est presque aussi importante que celle de réglage de fréquence.

Voici à la **figure II-3**, le schéma de principe, d'un amplificateur avec VCA (gain commandé par une tension).

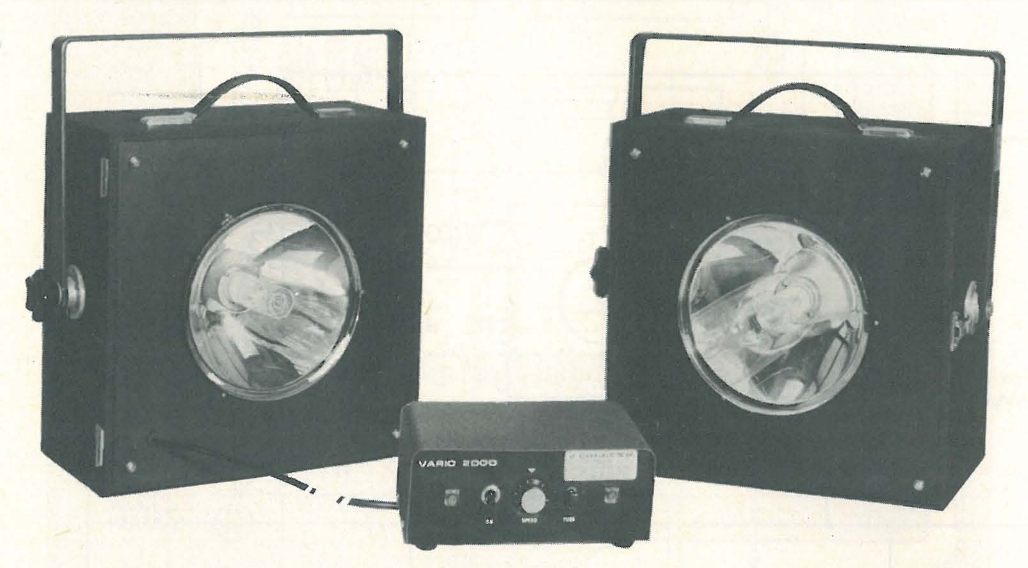
En haut on a indiqué l'amplificateur commandé par le dispositif à deux sections représenté en bas du schéma.

Les éléments commandés sont Q_1 et Q_2. La partie inférieure comprend deux amplificateurs opérationnels comme dans le précédent montage.

F. JUSTER

VARIO 2000

STROBOSCOPE A BATTEMENTS ALTERNÉS



LES effets et jeux de lumière sont très utilisés actuellement dans les spectacles de variété et dans les dancings. L'imagination des techniciens étant féconde, comme chacun sait, on assiste dans ce domaine à l'éclosion de nombreux dispositifs de ce genre. Nous ne citerons, pour mémoire, que les systèmes de modulation, par la musique d'éclairages de différentes couleurs, et les appareils stoboscopiques qui modifent l'apparence de sujets animés particulièrement en décomposant les mouvements.

Le Vario 2000 est de cette catégorie. Sa particularité tient dans ce qu'il comprend deux lampes à éclats. Les éclairs produits sont alternés, c'est-à-dire que lorsqu'un tube à éclats produit un éclair, l'autre est obscur et inversement.

Cette alternance des éclairs produit des effets saisissants. C'est ainsi que par les jeux d'ombre qu'il produit, il donne à des personnages ou à des objets des déplacements latéraux fictifs. Par exemple une colonne éclairée par ce double stroboscope semble osciller de part et d'autre de sa position de repos.

La fréquence maximum des éclats est de 30 à la seconde, en spectacle on choisit généralement une fréquence de 10 éclairs à la seconde. La puissance lumineuse par lampe est de 30 kW. La durée des éclairs est de 1/20 000 de seconde.

SCHEMA DE FONCTIONNEMENT

Rappelons tout d'abord le fonctionnement des thyristors. Un thyristor, lorsque son anode est négative, par rapport à sa cathode, est bloqué comme une diode conventionnelle. Lorsque sa tension d'anode est positive et que sa gâchette est portée à une tension nulle ou de faible valeur le thyristor est toujours bloqué. Pour qu'il se débloque, il faut que sa tension d'anode soit positive et qu'une impulsion positive, d'amplitude suffisante, soit appliquée à sa gâchette. Dès que le thyristor est amorcé sa gâchette n'a plus aucune influence sur le courant qui le parcourt. Pour le remener à l'état de non conduction, il faut réduire la tension anodique audessous d'une certaine valeur voisine de 0.

Sur le schéma de la figure 1 qui est celui du Vario 2000 on peut constater que les deux thyristors T1 et T2 sont montés en basculeur bistable, dérivé du montage Ecclès Jordan. Le couplage croisé créé par le condensateur C4, en série avec R5 qui, relie la gâchette de T1 à l'anode de T2 et par le condensateur C5, en série avec la résistance R6, qui relie la gâchette de T2 à l'anode de T1 fait que lorsqu'un thyristor est bloqué l'autre conduit. L'alimentation des thyristors se faisant par un courant redressé, le désamorçage de celui qui conduit a lieu lorsque la tension anode revient aux environs de 0. Un circuit de déphasage agit concurremment avec le couplage croisé et permet d'avancer ou de retarder l'amorçage. La possibilité de déphasage varie de 50° à 120°. La durée de l'éclair est constante (1/20 000 de seconde) et seul varie le temps qui sépare deux éclairs. Le circuit de déphasage est composé d'un potentiomètre P1, des résistances R10 et R11, de la résistance ajustable R12 et du condensateur C8. P1 permet le réglage du temps séparant deux éclairs.

La tension à phase variable recueillie au point de jonction de la résistance R10 et du condensateur C8 est appliquée à la gâchette des thyristors à travers un diac MPT 28. Ce composant équivaut en fait à une diode bidirectionnelle qui devient conductrice lorsque la tension qui lui est appliquée excède un certain seuil de déclenchement. Lorsque le diac arrive à cette tension, il transmet un bip qui est différencié par les condensateurs de 220 pF et qui débloque le thyristor qui était bloqué et naturellement bloque l'autre.

Les diodes D5 et D6 protègent le diac contre les effets de retour lors du déclenchement d'un thyristor. Cette protection est renforcée par les résistances de 47 000 ohms.

L'impulsion prélevée sur la cathode du thyristor T1 est transmise par le condensateur C3 en série sur la cathode avec R1 à la prise 2/4 de l'autotransformateur de THT. De même, l'impulsion produite par T2 est transmise par C6 et une autre résistance de 2 200 ohms 6 W à la prise 2/4 de l'autre autotransformateur de THT. Les diodes D3 et D4 évitent le court-circuit avec le + 300 V.

L'alimentation de cet appareil est constituée par un doubleur de tension composé de deux diodes 1N4007 et deux condensateurs de 50 µF. Ce doubleur procure une tension de 300 V aux bornes du condensateur C1 et une tension de 600 V aux bornes de C1 et C2. La première alimente les anodes des thyristors, à travers des résistances de 22 000 ohms 6 W. La seconde est appliquée aux bornes des condensateurs de 15 µF, qiu se chargent à cette tension, et aux électrodes 3 et 6 des tubes à éclats. Lorsque l'impulsion de commande créée par le déblocage d'un thyristor atteint le primaire d'un des autotransformateurs THT, une tension de 18 000 V apparaît entre les points 1 et 3 de l'autotransformateur concerné. Cette tension est appliquée à l'électrode d'amorçage du tube à éclats. Ce dernier, sous l'influence de la tension de 600 V qui charge le condensateur de 15 µF s'illumine. La décharge de ce condensateur entretient l'ionisation pendant 1/20 000 de seconde.

Deux voyants au néon branchés dans les circuits anode des thyristors, en série avec des résistances R2 et R8 de 15 000 ohms, permettent de contrôler le fonctionnement de l'appareil.

LE MONTAGE

Cet appareil se compose de 3 parties : un boîtier métallique contenant le basculeur et deux valises contenant les lampes à éclats, la partie électronique met en œuvre un circuit imprimé de 135 mm de long sur 80 mm de large sur lequel on monte les composants dont la place et la valeur sont indiquées sur le plan figure 2. On soude en premier lieu les picots de raccordement qui serviront aux liaisons avec les pièces extérieures au circuit imprimé. On pose le strap qui est la petite connexion de fil nu que l'on distingue nettement sur le plan de câblage. On met en place et on soude les résistances miniatures 1/2 W dont la valeur est indiquée par le code des couleurs qu'il est bon de connaître par cœur. Sur le plan ces valeurs sont indiquées en clair, c'est-à-dire à l'aide de chiffres. Pour pouvoir faire passer les fils de sortie par les trous de la plaquette de bakélite, il convient de plier ces fils. Une fois en place, le corps plaqué contre la face bakélite du circuit imprimé, on soude les fils sur les connexions gravées de l'autre face et, on coupe l'excédent de fil au ras de la soudure. On pose et on soude également les deux résistances de 22 000 ohms 6 W et celle de 15 ohms 6 W. On passe ensuite à la mise en place des condensateurs. Pour ceux de type électrochimique, il y a lieu de tenir compte des polarités.

On poursuit l'équipement du circuit imprimé par la pose des diodes 1N4004 et 1N4407, du diac MPT28 et des thyristors MGR106.6. Le diac peut aussi être du type MIN5760. Si le sens de branchement du diac est indifférent, il faut pour les deux thyristors respecter le brochage qui, sur le plan est indiqué par les initiales des électrodes : C (cathode), A (anode), G (gâchette). Le fil de sortie cathode des diodes est repéré par un anneau peint sur le corps.

Nous rappelons les conseils d'usage pour la pose des semiconducteurs quels qu'ils soient : il faut éviter de chauffer les jonctions exagérément lors de la soudure. Pour cela il faut laisser une certaine longueur aux fils (1 cm environ) et, pendant la soudure, les serrer entre les becs d'une pince qui fait office de shunt thermique.

Le support général de l'apareil est un châssis métallique de 200 mm sur 150 mm muni d'une face avant et d'une face arrière de 80 mm de hauteur.

Le circuit imprimé dont nous venons de détailler l'équipement est collé sur le fond de ce châssis par deux bandes de mousse plastique, de 5 mm d'épaisseur, assurant une suspension élastique.

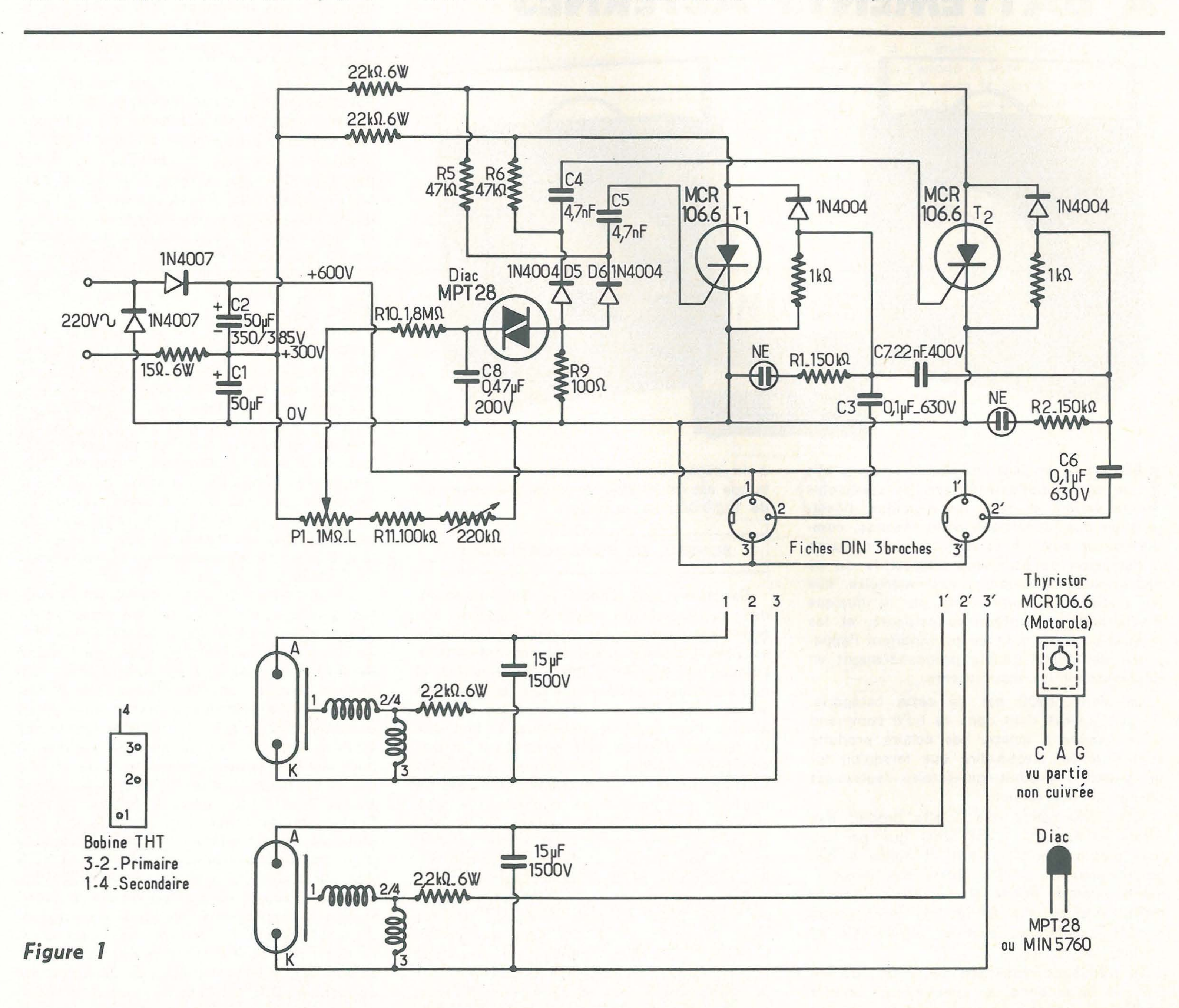


Figure 1

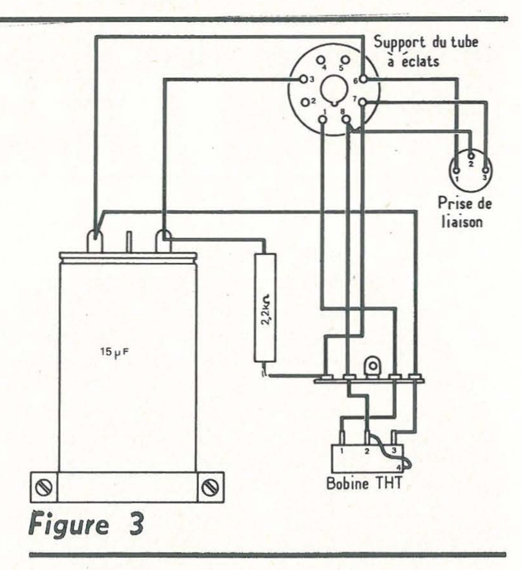


Figure 3

Figure 2

On fixe sur la face arrière les deux prises de sortie DIN à 3 broches. Sur la face avant on dispose le potentiomètre de 1 mégohm servant au réglage de la vitesse de clignotement. L'interrupteur, le fusible, et deux voyants au néon.

On relie par des connexions en fil isolé une prise de srotie DIN aux points 1, 2 et 4 du circuit imprimé et l'autre prise DIN aux points 1, 2 et 3. De la même façon on raccorde le potentiomètre de 1 mégohm aux points 6, 7 et 8 du circuit imprimé. Une cosse extrême de cet organe est connectée à un côté de l'interrupteur. On connecte un côté d'un des voyants au néon au point 9 du circuit imprimé. Pour l'autre voyant on établit une liaison analogue avec le point 5 du circuit imprimé. Les sorties, encore libres, des voyants, sont connectées ensemble et au point 7 du circuit imprimé.

Le cordon secteur est à trois fils, un étant réservé à la liaison avec une prise de terre. Ce fil est soudé, à l'intérieur de l'appareil, à la masse sur une cosse prévue, sur un des voyants lumineux. Le second fil du cordon d'alimentation est soudé sur la cosse encore libre de l'interrupteur et la troisième sur un des côtés du fusible. Le second côté de ce fusible est relié au point 10 du circuit imprimé.

Chaque lampe à éclats et son réflecteur, comme nous l'avons dit plus haut, sont fixés dans une malette gainée façon cuir. Un condensateur de 15 µF - 1 500 V, un transformateur THT et un relais à 4 cosses isolées et une patte de fixation sont montés dans chaque valise, comme le montre la figure 3. Lorsque ces pièces sont en place on effectue les liaisons entre le transfo THT et le relais à cosses. On soude la résistance de 2 200 ohms 6 W entre une cosse du relais et une cosse du condensateur de 15 µF. La seconde cosse du condensateur est connectée à la cosse opposée du relais. Par un cordon à 5 conducteurs suffisamment long, on relie les cosses du relais et le condensateur de 15 µF aux broches 1, 3, 6, 7 et 8 du support du tube à éclats. Sur les broches 6, 7 et 8 de ce support on soude un câble de liaison à 3 brins, muni à son autre extrémité d'une prise DIN mâle à 3 broches. Ces prises mâles s'emboîteront, lors de l'utilisation, sur celles femelles du boîtier contenant le multivibrateur. Toutes ces liaisons sont suffisamment bien indiquées sur la figure 3 pour qu'il soit utile d'insister sur ce sujet.

Le câblage terminé on procède à une vérification minutieuse et à un essai en fonctionnement réel. On peut alors fixer définitivement le capot de protection sur le châssis du multivibrateur et le panneau intérieur des malettes qui supporte les lampes à éclat et leur déflecteur.

A. BARAT.





Pile ou face électronique

Certains gadgets électroniques peuvent parfaitement remplacer les jeux de hasard ; Ainsi avons-nous décrit il y a quelques temps un dé électronique qui pouvait remplacer avantageusement les dés à jouer traditionnels car les résultats qu'ils donnent tous deux sont aussi imprévisibles.

Aujourd'hui nous vous proposons un autre gadget destiné à remplacer le non moins célèbre « Pile ou Face » qui dans sa version d'origine consistait à lancer en l'air une pièce de monnaie. Chaque joueur s'attribuait un côté de cette pièce et celui dont le côté apparaissait une fois la pièce retombée avait gagné. Nous allons voir comment l'électronique a modernisé ce jeu souvent employé lorsqu'on a un choix à faire.

UTILISATION

Cet appareil consiste en un boîtier sur lequel apparaissent un commutateur Arrêt-Marche à deux positions et deux ampoules, une rouge et une verte. Pour jouer on met l'interrupteur dans la position arrêt puis dans la position marche. Au bout d'un certain temps soit l'ampoule rouge soit la verte s'allume. Si on convient que l'ampoule rouge correspond au côté face et la verte au côté pile le résultat est le même qu'avec une pièce véritable.

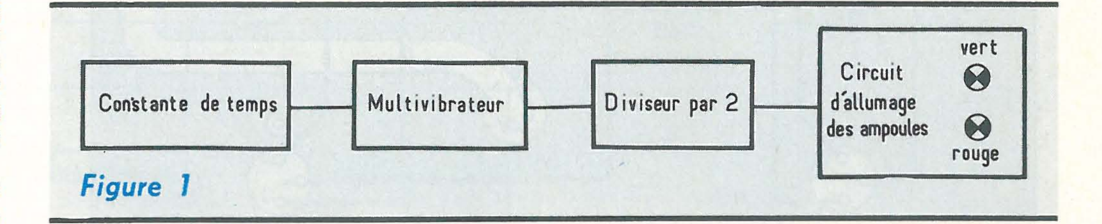


Figure 1

CONSTITUTION

Ce dispositif comporte (**figure 1**) un multivibrateur astable commandé par un circuit à constante de temps et suivi d'un diviseur de fréquence par 2 lequel commande l'allumage de l'ampoule rouge ou de la verte.

Le multivibrateur (**figure 2**) est équipé par deux transistors NPN 2N2926 dont les émetteurs sont à la masse. Les résistances de base sont des 4 300 ohms, celles de collecteur des 750 ohms et les condensateurs de couplage base-collecteur des 0,22 µF. La fréquence délivrée est de l'ordre de 760 périodes.

Pour ce diviseur, les transistors T5 et T6 sont des NPN 2N2926 dont les émetteurs sont à la masse. Les résistances de collecteur sont des 4 300 ohms. Les couplages entre base et collecteur sont assurés par des condensateurs de 4,7 nF shuntés par des résistances de 110 kΩ.

FONCTIONNEMENT

Pour étudier le fonctionnement de ce dispositif nous utilisons le schéma de la figure 2. Notons immédiatement que l'alimentation se fait par une pile de 9 à 12 V, selon la place disponible.

La position 1 de l'interrupteur correspond à l'arrêt. En outre cet interrupteur connecte un condensateur C1 de 50 µF au tantale sur une résistance de 750 ohms qui a pour effet de décharger complètement ce condensateur. A ce moment l'appareil est prêt pour le jeu.

On place alors l'interrupteur en position 2 ce qui ferme le circuit d'alimentation. Le condensateur C1 de 50 µF se charge à travers une résistance de 110 kΩ. Cette charge provoque l'apparition d'une tension croissante aux bornes de C1 qui est appliquée à la base d'un 2N5354. Ce transistor est un PNP au silicium monté en collec-

Commande ampoule 1

Déphaseur commande ampoule 2

Multivibrateur Oscillateur

Diviseur par 2

Figure 2

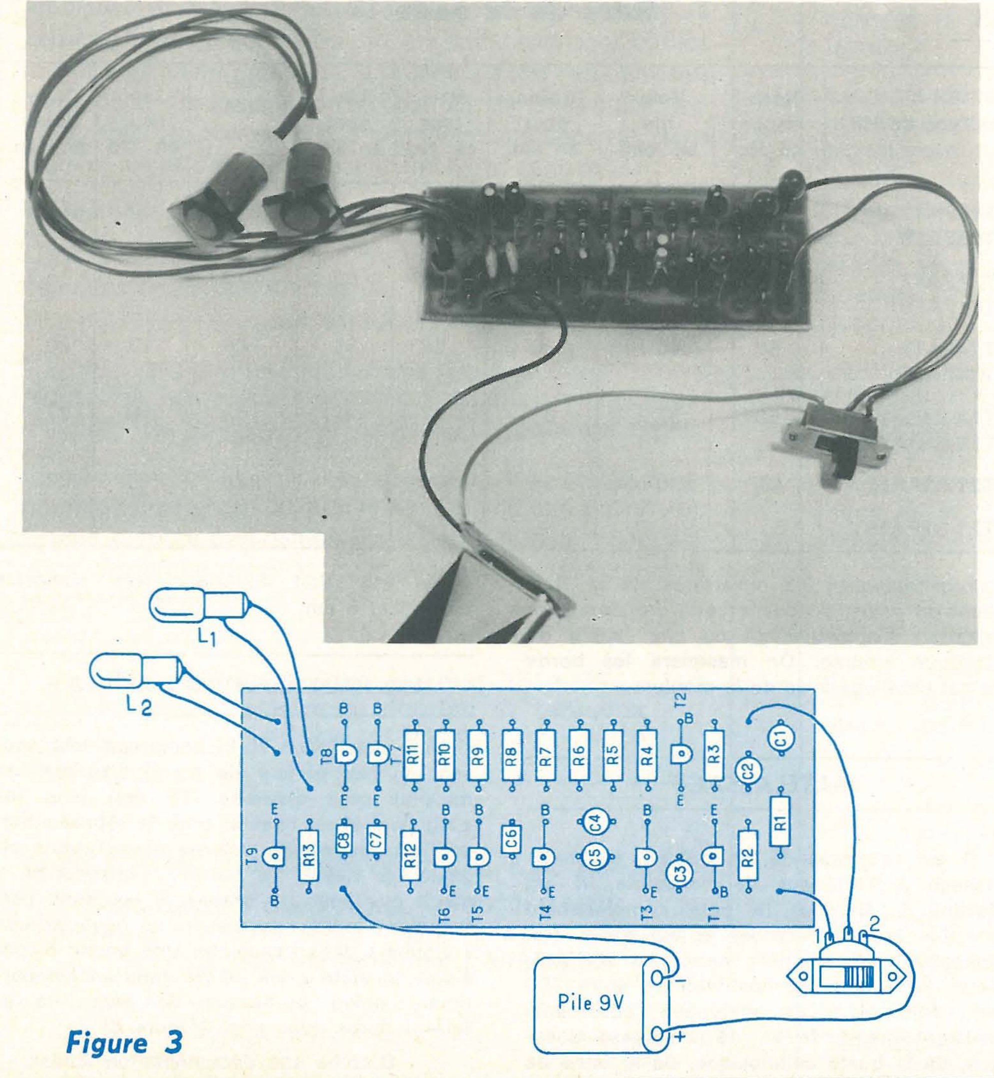


Figure 3

teur commun. Cette disposition procure une impédance d'entrée élevée (110 kΩ). Une résistance de cet ordre de grandeur est nécessaire pour avoir un temps de charge assez long. La résistance insérée dans le circuit émetteur est une 4 300 ohms. L'émetteur du 2N5354 commande la base d'un 2N2926 (T2). Ce dernier a son collecteur relié directement à la ligne « + alimentation » et son émetteur à la ligne « — alimentation » par un condensateur C2 de 50 µF. Il résulte de cette disposition une tension décroissante aux bornes de C2. Cette tension décroissante alimente le multivibrateur jusqu'à ce qu'il cesse de basculer en raison de la trop faible tension d'alimentation.

Le collecteur de T4 attaque l'entrée du diviseur de fréquence à travers un condensateur de 4,7 nF, lequel va alimenter un darlington formé par les transistors T7 et T8 (2N2926) et commandant l'ampoule L1 de 12 V, 0,1 A (rouge).

Un déphaseur équipé d'un transistor 2N5354 alimente l'ampoule L2 de telle façon que lorsque L1 est éteinte, L2 est allumée et inversement.

Lorsque le multivibrateur ne bascule plus le diviseur reste dans la position qu'il occupait lors de l'arrêt du multivibrateur ce qui a pour effet d'allumer en permanence l'un ou l'autre des voyants.

Le multivibrateur basculant a une fréquence élevée et étant alimenté par une tension variable dépendant du temps de charge des condensateurs C1 et C2, le fonctionnement reste aléatoire et il sera impossible de deviner quel voyant sera allumé en définitif.

REALISATION PRATIQUE

Comme on peut en juger d'après le plan de câblage de la **figure 3** le montage est très réduit puisqu'il tient sur un circuit imprimé de 85 × 30 mm. On peut commencer par mettre en place les résistances et les condensateurs.

On soude ces fils sur les connexions gravées et on coupe l'excédent de fil au ras de la soudure.

Les 3 fils des transistors seront soudés avec précaution en utilisant par exemple une pince plate comme shunt thermique.

Il reste à raccorder par des fils souples et de longueur suffisante les deux ampoules (une verte et une rouge), le commutateur Arrêt-Marche à deux positions et la pile d'alimentation.

La figure 4 donne le dessin du circuit imprimé vu côté cuivre à l'échelle 1.

Une fois le câblage terminé, on procédera à un essai de fonctionnement. Si ce dernier s'avère satisfaisant il ne restera plus au réalisateur qu'à fixer les éléments dans un boîtier à sa convenance et cet intéressant gadget sera définitivement prêt à fonctionner.

A. BARAT.

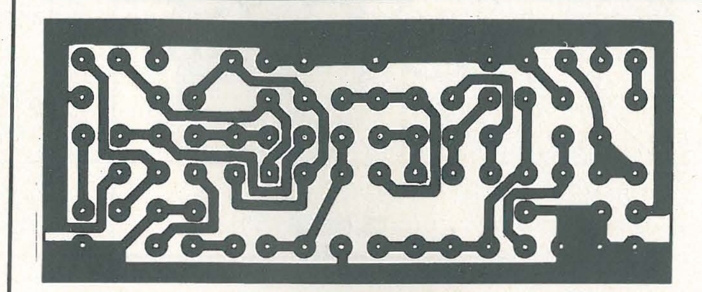


Figure 4.
Le circuit imprimé vu côté cuivre.

CONSTRUISEZ VOS ENCEINTES ACOUSTIQUES

(Suite de la page 18)

Type de HP	Résonance en Hz	Volume en cm^3	Profondeur en cm	Hauteur en cm	Largeur en cm	Surface évent en cm^2	Largeur en cm	Longueur en cm
T19PA12 T19PA15	70	69 000	26	65	41	144	10	14,5
T21PA12 T21PA15	60	106 000	26	80	50	196	11	11,5
T24PA12 T24PA15	55	146 700	30	88	55	260	13	20
T16-24PA12 T16-24PA15	65	87 200	31	67	42	169	10	17
T21-32PA12 T21-32PA15	45	236 600	35	104	65	286	13	22

Pour masquer les ouvertures de la face avant on pourra recouvrir cette dernière avec du tissu d'ameublement ou une feuille de plastique ajourée. On masquera les bords de cet habillage avec de la moulure.

MATELASSAGE

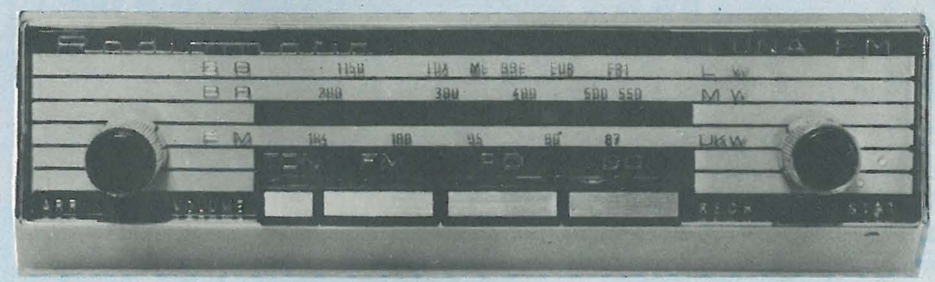
Il est recommandé de prévoir un matelassage à l'intérieur de l'enceinte. Il est destiné à éliminer le plus complètement possible les interférences et les ondes stationnaires qui prennent naissance à l'intérieur de la boîte particulièrement entre 100 et 1 000 Hz. Les matériaux absorbants pourront être du feutre, de la mousse plastique, de la ouate cellulosique, de la laine de verre, etc. Son épaisseur sera comprise entre 3 et 5 cm.

LES HAUT-PARLEURS « AIGUES »

Une installation HI-FI comprend très souvent un haut-parleur de grand diamètre, un de plus petit diamètre (12 cm) pour les « aiguës » et un tweeter pour la reproduction de l'extrême aiguë. Comme nous l'avons signalé au début, le baffle « bass-reflex » n'agit que pour les graves. Il est donc parfaitement inutile de placer les haut-parleurs « aiguës » dans l'enceinte. Une bonne disposition consiste à les placer dans un compartiment prévu au-dessus de l'enceinte et faisant corps avec elle. (Figure 6)

D'après une documentation Audax.

Auto-Radio PO-GO-FM « Luna FM »



Radiomatic

L'auto-radio est le compagnon indispensable, de tout automobiliste par les services qu'il lui rend. Qui n'a pas été sauvé « in-extrémis », d'un embouteillage grâce à FIP 514 et ses homologues de province ? Qui n'a pas évité l'assoupissement au volant la nuit grâce à son auto-radio ? Egalement grâce à la FM, les mélomanes peuvent suivre le concert de France-Musique, oubliant les difficultés de la circulation.

L'auto-radio que nous allons analyser et mesurer dans le cadre de nos bancs d'essais mensuels est le modèle « LUNA FM » fabriqué par les établissements Radiomatic, l'un des leaders européens de l'auto-radio, spécialisé depuis de longues années dans ce domaine.

PRESENTATION

Le récepteur auto-radio « LUNA FM », grâce à ses dimensions réduites, peut se monter très facilement sans pièce d'adaptation supplémentaire. Une fixation en trois points peut simplement être réalisée grâce à une patte amovible percée en ses extrémités de 2 trous, et la fixation arrière par un écrou à papillon.

Le « LUNA FM » est préparé pour un **montage suspendu**, la fixation sous le tableau de bord s'effectue en positionnant la patte de maintien dans des fentes situées de chaque côté de l'appareil. Une fixation très rigide peut être assurée par les fentes avant ou arrière, de façon que la patte soit en butée.

La fixation arrière constituant un troisième point, est donnée par la mise en place d'une bande perforée du genre tringle de « meccano ».

Pour un montage à plat, il suffit, après avoir enlevé les 2 vis latérales de retourner l'entourage émaillé qui habille ainsi le dessus de l'auto-radio.

Le tableau avant du LUNA FM, comprend les commandes suivantes :

— Le bouton de volume avec en début de course l'interrupteur de mis sous tension. Celle-ci est matérialisée par l'illumination du voyant situé au milieu du cadran.

— Le bouton de recherche des stations AM-FM.

— La touche de tonalité à enfoncer ou à déclencher selon le goût musical de l'auditeur.

— Des trois touches FM-PO-GO.

Un encadrement en métal chromé, enrichit la présentation.

Enfin, avec l'auto-radio, nous trouvons un boîtier en matière plastique nacré, contenant un haut-parleur dont l'impédance est de 2,15 Ω ; valeur sans doute choisie par le constructeur pour donner le maximum de puissance de l'étage de sortie. Ce boîtier peut être placé, en divers endroits de la voiture selon les exigences de l'utilisateur ; il se fixe et s'oriente aisément grâce à un étrier que nous pouvons qualifier de pratique.

L'auto-radio LUNA FM est muni d'une prise permettant le branchement d'un tourne-disque, d'un magnétophone, d'un lecteur de cassettes ou de cartouches. Cette prise est située sur le côté gauche de l'appareil. Mais donnons ici le câblage de cette prise :

— broche 1 : détection
— broche 2 : BF
— broche 3 : — BF
— broche 4 : + 12 volts
— broche 5 : masse

Le constructeur fournit en accessoires 2 condensateurs destinés à compléter l'antiparasitage obligatoire. Ils se placent, le premier sur la bobine d'allumage (sauf si vous avez un allumage électronique — voir Radio-Plans n° 299) le second sur la borne de sortie de la dynamo. Pour les véhicules munis d'un alternateur et parfois pour la FM, les condensateurs précédents de 50 µF doivent être remplacés par des condensateurs au papier de 3 µF. Les points de vente de composants électroniques ou les électriciens automobile peuvent fournir sans difficulté toutes ces pièces. Précisons qu'il existe des kits de dispositifs d'antiparasitage selon les types de voitures.

A l'arrière du récepteur étudié se trouve la borne ANTENNE. Nous recommandons à nos lecteurs les antennes de gouttière très faciles à installer. Par ailleurs, l'on peut utiliser les antennes fixes de toit, d'aile avant ou arrière. Dans ce cas, il est recommandé de s'adresser à un spécialiste pour le choix et le montage de tels types d'antenne. Une petite parenthèse pour dire que l'auteur apprécie beaucoup son antenne électriquement déployable de l'intérieur de sa voiture !

Pour terminer cette présentation signalons que Radiomatic a prévu un réglage de la capacité d'antenne accessible à l'usager. Ce réglage s'effectue à l'aide d'un condensateur ajustable, accessible de l'extérieur par un trou situé sous le boîtier du récepteur.

Pour procéder à la mise au point il faut placer le récepteur sur la gamme PO vers 200 à 300 mètres sur une station faible. Le maximum d'audition est donné à une position bien définie de ce condensateur.

ANALYSE TECHNIQUE DU SCHEMA

Nous allons étudier d'abord la partie FM seule bien que celle-ci ait des circuits communs FI avec la partie AM.

1. Tête VHF à noyaux plongeurs.

Cette partie FM est dotée de 2 transistors silicium faible bruit BF235 dont les caractéristiques au point de vue gain et fréquence de coupure en font un élément idéal à ce niveau de la chaîne de réception FM.

Le gain de cette tête VHF doit se situer entre 25 et 30 dB. Le transistor T_1/BF325 est monté en base commune avec injection des signaux provenant de l'antenne sur l'émetteur grâce au transformateur de liaison d'entrée.

Un condensateur C_3 isole l'antenne de la tension continue mesurée sur l'émetteur du transistor T_1. Le potentiel d'émetteur de T_1 est assuré par R_1/560 Ω tandis que la polarisation de base est fixée par un pont diviseur R_2/10 k et R_3/3,3 k découplé par le condensateur C_5/1,5 nF. Le montage de l'amplificateur HF en base commune agissant en tant que transformateur d'impédance se traduit par un gain confortable en tension et en puissance. La capacité de réaction C_{bc} plus faible dans ce type de montage n'amène pas d'instabilité ou des accrochages HF toujours difficiles à maîtriser.

La liaison entre T_1 et T_2 est assurée par un condensateur de 5,6 pF ; le collecteur de T_1 étant accordé par un circuit LC. L étant l'inductance variable et C le condensateur C_7 du schéma. L'oscillateur mélangeur est doté d'un second BF325/T_2. Le signal à la fréquence intermédiaire est disponible grâce au circuit accordé FI. 1-FM placé dans le collecteur de T_2. Dans l'émetteur se T_2, se trouve un circuit rejecteur série constitué d'une inductance fixe et d'un condensateur C_8/500 pF. Le circuit oscillateur LC est accordé par le noyau plongeur du bobinage et le condensateur ajustable C_{14}.

Une diode D_2/BB100 varicap reçoit du détecteur FM une tension positive ou négative selon le désaccord et constitue le circuit de correction en fréquence CAF. Les résistances R_8 et R_9 découplées par C_{16}/0,1 µF amènent à la diode la tension de commande.

2. Fréquence intermédiaire FM.

La fréquence d'accord FI à la valeur de 10,8 MHz et non pas de 10,7 MHz. Il faut remarquer que bon nombre de constructeurs adoptent maintenant l'une ou l'autre de ces 2 valeurs. Les transistors T_4-T_5-T_6 sont du type BF194 que l'on rencontre souvent à ce niveau, le transistor se caractérise par une fréquence de coupure très élevée et un gain en tension important. La capacité de réaction très faible permet d'obtenir une stabilité exemplaire du montage.

Les signaux FI en provenance du collecteur de T_2, sont injectés sur la base du transistor par l'intermédiaire du condensateur C_{18}/1,5 nF, de la commutation AM-FM et du condensateur C_{28}/10 nF. La base de T_4 est polarieée par l'intermédiaire de la ligne CAG/AM. La résistance R_{32} du circuit VCA règle la polarisation de T_4 monté en convertisseur AM.

Les transformateurs FI-2FM et FI-3FM servent de liaison entre les transistors amplificateurs FI T_4 et T_5. Le transistor T_6 est chargé dans son circuit collecteur par les

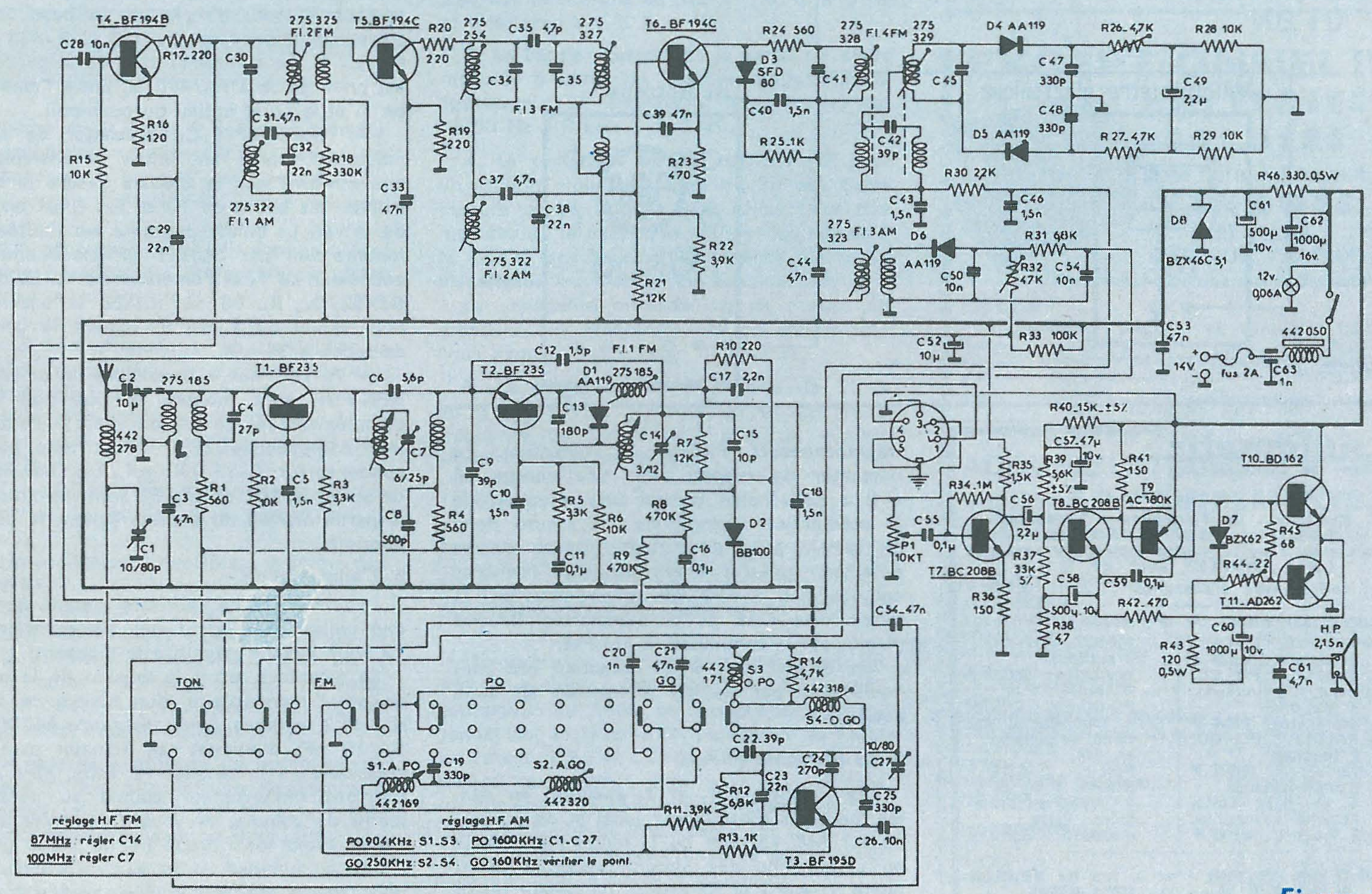


Figure 1

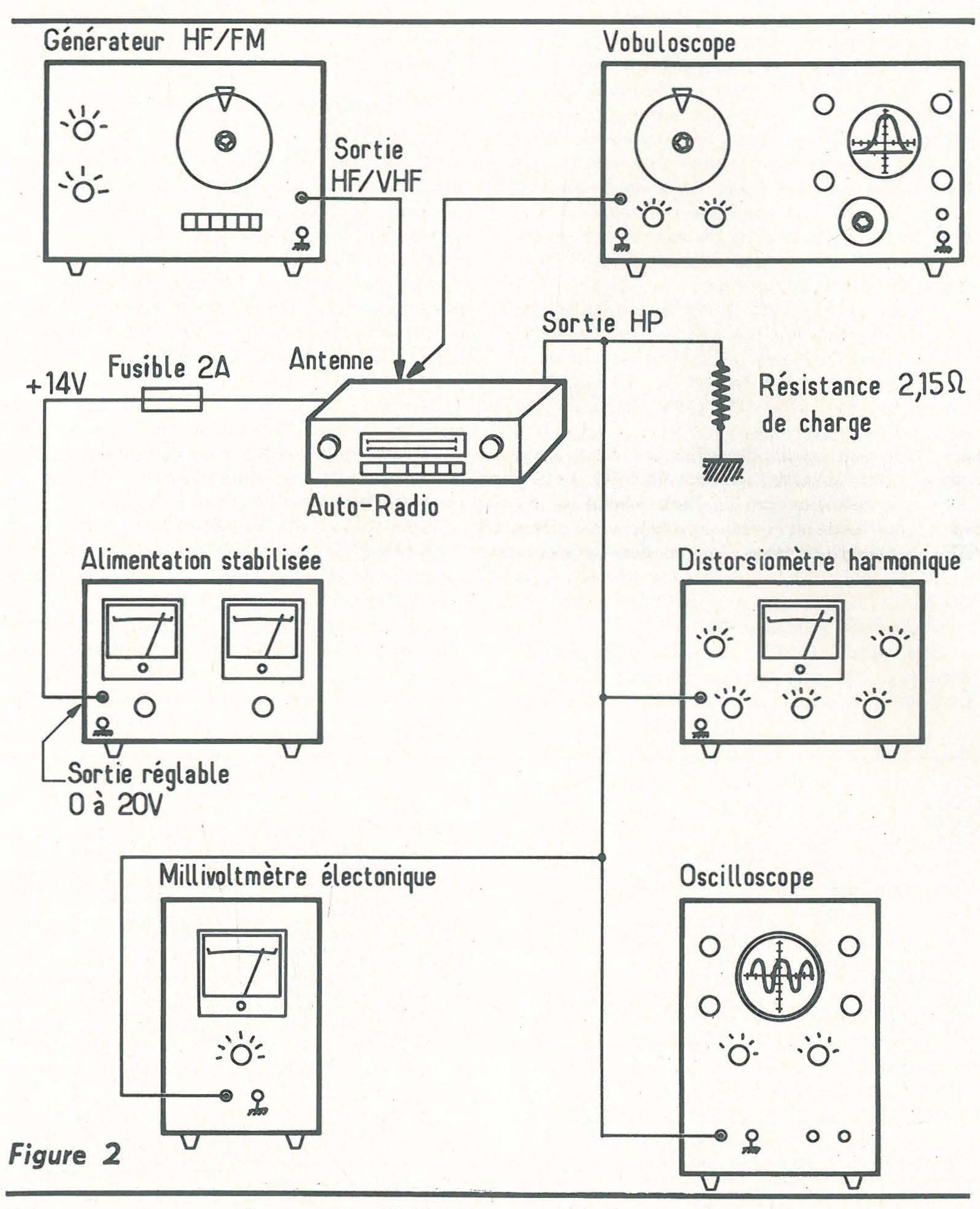


Figure 2

transformateurs FI-4FM de détection. Le détecteur de rapport avec une courbe en « S » convenable permet une réjection de la modulation d'amplitude ; il assure donc un certain effet antiparasite. Issues de ce détecteur grâce à 2 enroulements tertiaires couplés par C_{42}/39 pF, nous trouvons la tension de CAF et la modulation BF/FM dirigée sur la commutation AM-FM.

Les diodes AA119 du détecteur FM sont équilibrées par R_{26}/4,7 k montée en série avec D_4.

3. La partie HF-FI AM.

Les transistors T_3 et T_4 assurent en AM, les fonctions d'oscillateur local et de convertisseur AM. La base de T_4 reçoit les signaux en provenance des circuits accordés d'antenne S1-A-PO et S2-A-GO ; l'émetteur reçoit les tensions d'oscillation locale engendrée par le transistor T_4.

Cette particularité d'avoir un oscillateur séparé permet d'obtenir une plus grande sensibilité, en AM doublée d'une commande de gain (CAG) appliquée à la base de T_4 monté comme nous l'avons dit en changeur de fréquence.

Les transistors T_5 et T_6, associés aux transformateurs FI-1AM, FI-2AM et FI-3AM constituent l'amplificateur FI, accordé sur 455 kHz. La diode D_6 constitue l'élément détecteur AM. Après filtrage HF par R_{31}/6,8 k et C_{54}/ 10 nF, nous obtenons la tension BF de sortie et la composante continue utilisée par le circuit de CAG.

4. La partie basse-fréquence.

La section BF, de ce récepteur auto-radio comprend 5 transistors et une diode de régulation. Les fonctions de ces éléments sont les suivantes :

— T_7/BC208B, préamplificateur d'entrée monté en émetteur commun avec polarisation R_{34}/1 MΩ placée entre collecteur et base. Le circuit émetteur non découplé pour élever l'impédance d'entrée est chargé par R_{36}/ 150 Ω tandis que dans le collecteur se trouve la résistance de charge R_{35}/1,5 k aux bornes de laquelle se trouvent recueillies les tensions BF amenées à une certaine amplitude.

— T_8/BC208B : par l'intermédiaire de C_{56}/2 µF les signaux BF pris sur le collecteur de T_7 sont dirigés sur la base de ce transistor polarisé par R_{39}/5,6 k, R_{37}/33 k et R_{38}/3,7 Ω. La contre-réaction de la partie BF est prise grâce à R_{24}/470 Ω, entre l'émetteur de T_8 et le point milieu du push-pull.

— T_9/AC180 : Ce transistor de semi-puissance monté en boîtier parallélépipédique renforcé par le châssis assure la commande des bases de T_{10} et T_{11}. C'est un rôle de driver. La bande passante est limitée volontairement par C_{59}/0,1 µF placé entre le collecteur de T_9 et l'émetteur de T_8. La diode BZX62/D_7, R_{45}/68 Ω, R_{44}/22 Ω assure la polarisation de T_{10}-T_{11} et règlent le courant de repos à 30 mA.

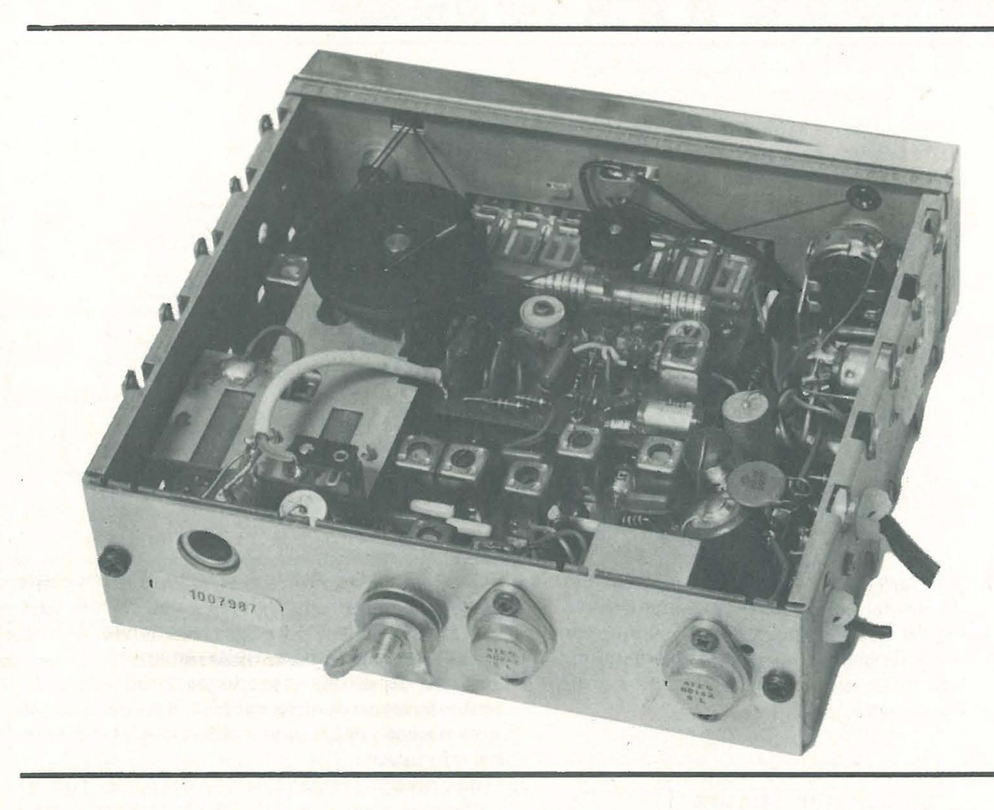
— T_{10}-T_{11} : ces 2 transistors de puissance NPN-PNP sont montés en push-pull série complémentaire. La liaison avec le haut-parleur d'impédance 2,15 Ω est faite par le condensateur C_{80}/1 000 µF. Les transistors de sortie BD162 et AD162 sont refroidis par la partie arrivée du châssis évitant le circuit imprimé.

5. L'alimentation.

Le LUNA FM ne peut être installé que sur une voiture possédant une alimentation de 12 volts avec le négatif à la masse.

Le récepteur reçoit la tension de la batterie par l'intermédiaire d'un fusible de sécurité de 2 ampères. Une inductance 442050 et C_{63}/10 nF, éliminent les signaux parasites superposés à la tension 12 volts. Puis nous trouvons l'interrupteur couplé au potentiomètre de volume, le voyant 12 volts et un condensateur de filtrage BF de 1 000 µF.

Les circuits HF et FI sont alimentés par une tension de 5 V régulés grâce à R_{46}/ 330 Ω, C_{61}/500 µF et la diode zener D_8/ BZX46-C5,1.



LES CARACTERISTIQUES DU CONSTRUCTEUR

Gammes d'ondes :
- PO : **520-1 620 kHz**
- GO : **148-275 kHz**
- FM : **87 à 104 MHz**
- CAF : **Permanent**
- Clavier à 4 touches
- **Accord** manuel **des stations AM-FM par inductances variables**
- Fréquence d'accord FI/FM : **10,8 MHz**
- Fréquence d'accord FI/AM : 455 MHz
- Touche de tonalité : **parole/musique**
- Compensation de température : **par diode zener**
- Puissance de sortie BF : **8 watts**
- Impédance de sortie : **2,15 ohms**
- Capacité d'antenne **admissible : 50 à 100 pF**
- Prise pour lecteur **de cassettes ou cartouches**
- Equipement : **11 transistors et 8 diodes**
- Négatif, **à la masse.**
- Dimensions : **L. 165 ; H. 48 ; P. 150**
- Poids complet : **2,025 kg**

NOS MESURES

Le schéma de la figure 2 donne le branchement des différents appareils de mesure utilisés pendant le banc d'essai de cet autoradio Radiomatic LUNA FM. Nous trouvons donc :

— Un générateur HF/VHF, dont le niveau de sortie dosé par un atténuateur à piston est donné en microvolts.

— Un générateur BF pour les mesures sur la partie basse-fréquence, en particulier la distorsion harmonique, la puissance de sortie et la bande passante.

— Une résistance de charge de 2,15 Ω (réglée à cette valeur au pont de mesure) figurant le HP.

— Un millivoltmètre électronique alternatif donnant la tension aux bornes de la charge.

— Un oscilloscope contrôlant la forme des signaux BF.

— Un distorsiomètre harmonique.

— Une alimentation stabilisée réglable de 0 à 20 volts, 2 ampères. Nous avons effectué toutes les mesures avec 14 volts, valeur qui correspond à la tension aux bornes d'une batterie, moteur tournant.

1. La puissance efficace de sortie est de 6,2 Watts à 1 kHz avec un taux de distorsion harmonique inférieure à 1,5 %, valeur parfaitement concevable avec un auto-radio.

2. Le taux de distorsion harmonique mesurée entre 1 W et 5 W ne varie guère, en fonction de la puissance et d'une bande de fréquence comprise entre 100 Hz et 3 kHz. Elle est de l'ordre de 1,2 à 1,5 % à 5 W et inférieure à 1 % à 1 W.

3. La bande passante de la partie BF seule mesurée à partir de la prise magnétophone (générateur BF branché à cette entrée) est de 60 Hz à 8 kHz à ± 3 dB.

4. La sensibilité en FM est, 2,7 µF pour un rapport signal sur bruit de 20 dB. Cette mesure a été faite à 100 MHz. Lors des mesures de la partie FM nous avons apprécié la qualité des courbes de réponse HF + FI visualisées sur l'écran du vobuloscope.

La sensibilité mesurée est de l'ordre de grandeur des récepteurs FM de qualité que nous avons eu l'occasion de mesurer.

5. La sensibilité en AM varie de 10 à 50 µV selon les gammes PO et GO et la fréquence de travail, cela pour un rapport signal sur bruit de 10 dB.

NOTES D'ECOUTE

Monté sur la voiture de l'auteur pendant près d'un mois, cet auto-radio LUNA FM Radiomatic se révèle particulièrement exceptionnel par la réserve de puissance de l'amplificateur BF, et la qualité musicale du coffret haut-parleur, cela pour un véhicule moyennement bruyant à haut régime.

La sensibilité en FM, testée sur un circuit routier dans l'est de la France se révèle assez exceptionnelle, grâce à la qualité du CAF.

H. LOUBAYERE

SIRÈNE D'ALARME ÉLECTRONIQUE

CE petit gadget de réalisation très simple peut avoir de nombreuses applications, soit qu'on l'utilise comme jouet (sur une voiture de police ou de pompiers miniature), soit qu'il serve à la protection contre les voleurs, etc.

Le schéma (figure 1)

Tous les éléments utilisés dans ce montage sont d'un type très courant et nos lecteurs désirant le réaliser n'auront aucun mal à se procurer ces composants. Le schéma se compose de deux parties principales. Tout d'abord à droite du schéma, un oscillateur dont les éléments actifs sont les transistors AC127 et AC128 fournit une tension sinusoïdale à une fréquence d'environ 1 KHz. Le haut-parleur constituant la charge de cet oscillateur traduira donc en vibrations acoustiques cette tension périodique. La seconde partie, à gauche du schéma, est un multivibrateur (2 × AC126) qui fonctionne à très basse fréquence (0,4 Hertz environ).

Nous ne dirons rien de particulier sur ce multivibrateur dont le schéma est bien connu notamment dans son utilisation fréquente en clignoteur.

La tension rectangulaire récupérée sur le collecteur d'un des AC126 va charger à travers une résistance de 2,7 kΩ et décharger un condensateur de 5 µF alternativement à la fréquence du multivibrateur. Ces montées et descentes de tension aux bornes de ce condensateur modifient la polarisation du transistor AC127 de l'oscillateur. Ceci a pour conséquence une fluctuation de la fréquence de cet oscillateur autour de son point de repos à 1 KHz.

La variation obtenue s'étale d'environ de 700 à 1 300 Hz. On obtient donc dans le haut-parleur un son ressemblant à une sirène telle qu'en emploient certaines voitures de police.

La fréquence du son émis peut être changée en modifiant la valeur du condensateur de 0,1 µF. Une diminution de la valeur de cet élément entraîne une montée de la fréquence et vice-versa.

Le condensateur de 100 µF monté directement sur la tension d'alimentation permet d'obtenir une diminution de la résistance interne de façon à ce que le montage entre en oscillations à chaque fois.

Réalisation

Tous les éléments peuvent être montés sur circuit imprimé. A cette intention, voici l'implantation des éléments sur un tel circuit à la **figure 2**. La gravure du côté cuivre doit avoir l'aspect que montre la **figure 3**.

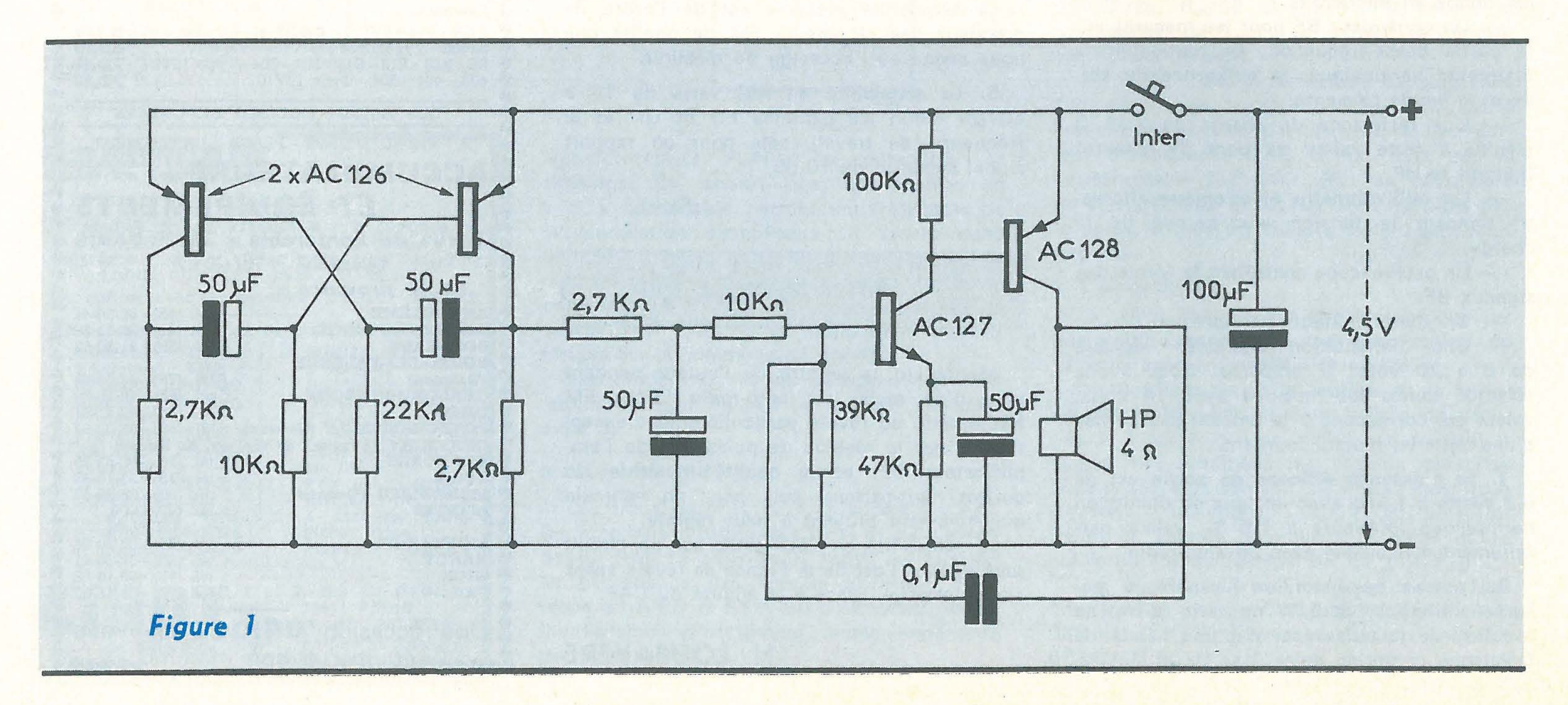


Figure 1

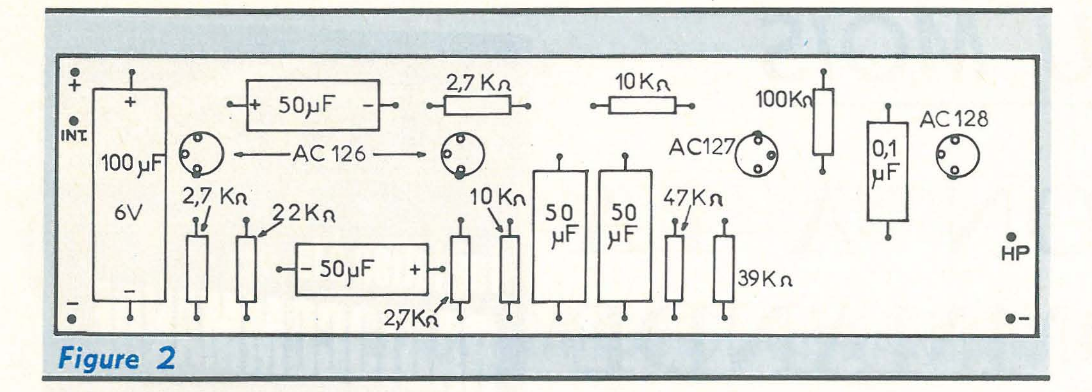


Figure 2

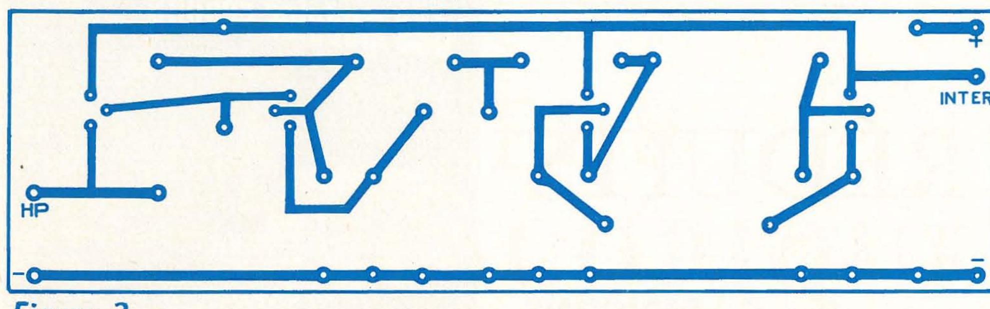


Figure 3

Bien entendu, ceci n'est qu'un exemple et l'on peut réduire encore les dimensions de ce circuit, chose pouvant être intéressante dans le cas d'une implantation du montage dans un boîtier piles. L'alimentation est réalisée à l'aide d'une pile classique de 4,5 V.

Si l'appareil est utilisé comme protection contre une attaque (dans la rue par exemple), la solution la plus simple est d'utiliser un petit interrupteur à poussoir comme on en trouve sur les torches électriques. Le haut-parleur peut avoir de petites dimensions et s'incorporer dans le réflecteur de cette torche. Dans le cas d'un jouet, l'utilisateur pourra implanter l'ensemble à l'intérieur de ce jouet en ne laissant accessible que l'interrupteur.

S'il s'agit enfin d'une utilisation comme alarme antivol, l'interrupteur pourra être implanté sur une porte ou une fenêtre. Rappelons que dans ce cas, plusieurs interrupteurs peuvent être mis en parallèle.

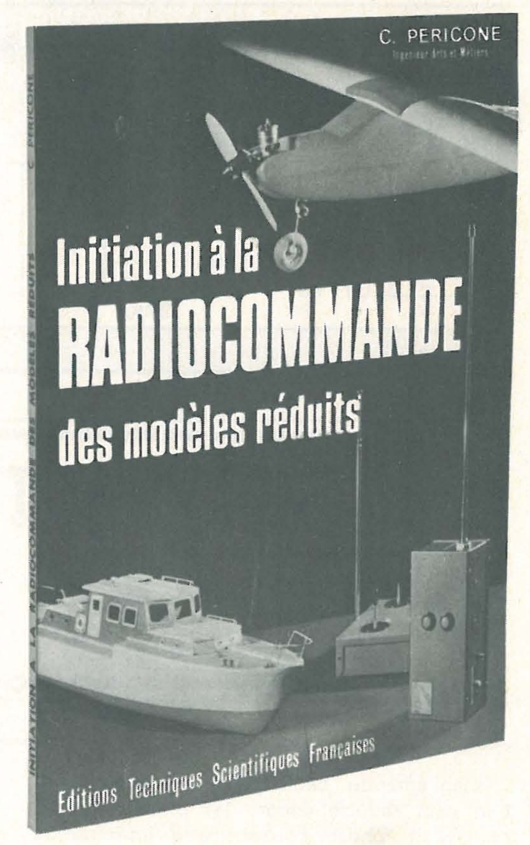
Voici pour terminer la liste des composants utilisé. **Toutes les résistances font 1/4 de watt.**

J.C.R. (d'après la revue Miniwatt).

Nombre	Désignation
2	transistors AC126
1	transistor AC127
1	transistor AC 128
1	condensateur 0,1 µF/60 volts
4	condensateurs électrochimiques 50 µF/6 V
1	condensateur électrochimique 100 µF/6V
3	résistances 2,7 KΩ
2	résistances 10 KΩ
1	résistance 22 KΩ
1	résistance 39 KΩ
1	résistance 47 KΩ
1	résistance 100 KΩ
1	haut-parleur Z = 4 Ω
1	pile de 4,5 volts

LE LIVRE DU MOIS

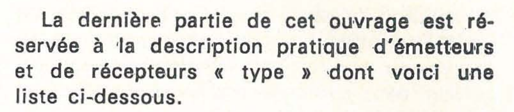
INITIATION A LA RADIOCOMMANDE DES MODÈLES RÉDUITS



Par C. PERICONE

Comme le souligne l'auteur dans son introduction, cet ouvrage d'initiation s'adresse surtout au maquettiste qui veut animer son bateau, son automobile ou son avion. Le premier chapitre s'intéresse aux principes généraux de la radiocommande et aux différents moyens pouvant être mis en œuvre pour radiocommander un modèle réduit. Le second chapitre donne les principes de l'émission-réception en prenant tour à tour les cas d'émetteurs « monocanal », « multicanal » ainsi que des récepteurs.

L'électronique dans les montages de radiocommande est abordée au troisième chapitre où l'auteur décrit les oscillateurs haute-fréquence (pilotes), les oscillateurs basse-fréquence destinés à la modulation et les différentes parties du récepteur. Une description des différents composants et outils utilisés dans ces réalisations est donnée avant l'analyse des différents appareils de mesure employés pour la mise au point.



La dernière partie de cet ouvrage est réservée à la description pratique d'émetteurs et de récepteurs « type » dont voici une liste ci-dessous.

Les formalités administratives relatives à la radiocommande sont expliquées à la fin de cet ouvrage.

- **L'émetteur E1T** (fonctionnant sur 27,12 MHz.
- **Le récepteur R4T** (compatible avec l'émetteur précédent).
- **L'émetteur E2P** / **Le récepteur R8T** : ensemble monocanal piloté par quartz.
- **L'émetteur EY72** / **Le récepteur RM72** : ensemble monocanal à onde pure (72 MHz).
- **L'émetteur EM3** / **Le récepteur R4M** : ensemble monocanal à onde modulée (27 MHz).
- **L'émetteur E2CS** / **Le récepteur RSC2** : ensemble à 2 canaux piloté par quartz (72 MHz).

Voici à titre d'exemple, le schéma de principe de l'émetteur monocanal EY72 fonctionnant sur 72 MHz. Ce schéma, ainsi que les autres ont été empruntés à la maison Perlor-Radio.

L1 : 5 spires de fil 10/10° sur tube de Ø = 10 mm étirée ensuite pour obtenir une longueur de 15 mm (le tube doit être retiré).

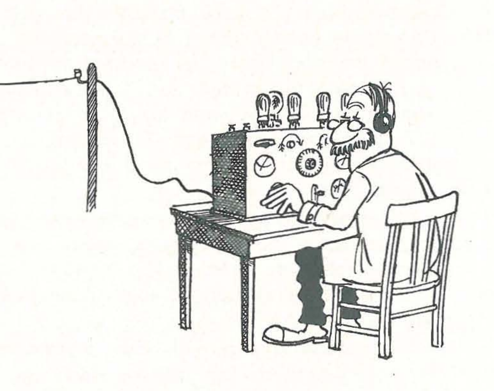
L2 : 5 spires et demi de fil 10/10° sur tube de Ø = 10 mm étirée pour obtenir une longueur de 12 mm.

L3 : Bobine d'arrêt du commerce.

Ligne -13,5V — Antenne 1m — Pile 13,5V — 4700 Ω — 6pF — L1 — 6/30pF — Q 72 MHz — 47nF — L3 — Choc HF — 2N2905A — 6/30pF — L2 — Bouton poussoir — 220 Ω — 6,8 Ω — 22nF — Ligne +13,5V — Masse du coffret





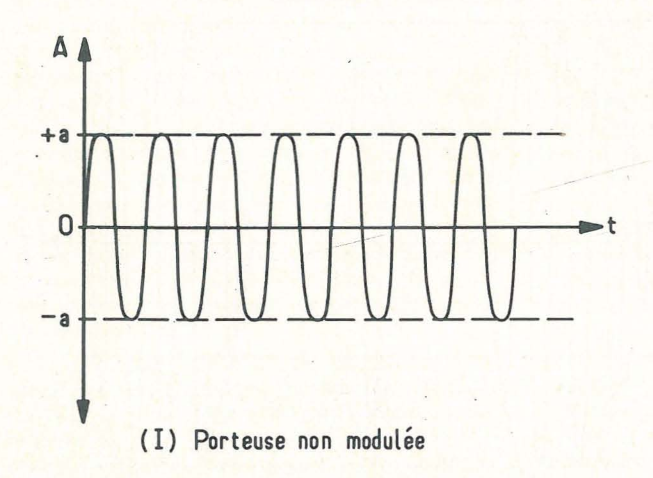


LE LABORATOIRE DU RADIO-AMATEUR

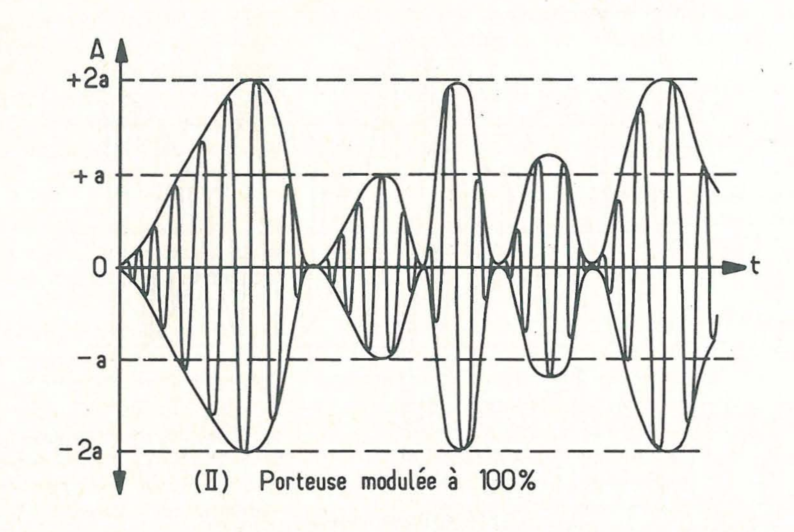
CONTROLEUR OSCILLOSCOPIQUE DE QUALITÉ D'ÉMISSION

Par **Pierre DURANTON**
F3 RJ

Si la façon la plus répandue de se rendre compte de la qualité d'une émission consiste à demander à son correspondant ce qu'il en pense, ce procédé manque de précision d'une part, d'objectivité d'autre part et s'il y a défaut il n'en indique pas la cause ni la nature. Le défaut peut être minime et le correspondant ne s'en apercevra pas ou quant bien même, avec une oreille complaisante voire un peu amortie par l'âge, bien des défauts de qualité apparaissent comme des fautes venielles. Il y a un autre aspect à cette méthode ; il tient au fait que ce n'est qu'après avoir émis que l'on a un report de qualité et que ce procédé ne permet pas de tester la qualité de son émission sur antenne fictive non rayonnante comme la loi l'impose avant d'émettre pour de bon sur antenne normale de trafic. C'est la raison pour laquelle nous avons étudié et réalisé un petit montage. à base de tube cathodique permettant de « voir » réellement son émission et sa modulation, et de procéder à toute une série de contrôles ou d'essais et ceci sur antenne fictive, donc sans risques de dérangements ni de troubles sur la bande amateur, ce qui est loin d'être le cas pour des demandes de contrôles par correspondants qui peuvent être équipés ou non de moyens de réception satisfaisants. Ce bon vieux procédé qui ne manque pas d'efficacité manque par contre



(I) Porteuse non modulée



(II) Porteuse modulée à 100%

Figure 1

de précision ! Il sera possible de voir sur l'écran de ce contrôleur la porteuse, en l'absence de modulation, en modulation normale et en pointe de modulation. Il sera facile de voir si le taux de modulation est suffisant. S'il n'est pas trop élevé. Si la porteuse est affectée de ronflements ou d'oscillations parasites... etc.

Il permettra en outre, par la méthode du trapèze que nous verrons plus loin de déterminer avec précision la qualité ou les défauts de l'émission et d'en connaître les causes.

Regardons la figure 1. Elle montre exactement ce que l'on pourra observer sur l'écran du contrôleur en fonctionnement « direct » c'est-à-dire qu'il montrera l'allure de la porteuse telle qu'elle est. Si la porteuse n'est pas modulée (figure 1 (I)) elle apparaît comme un ruban régulier compris entre l'amplitude positive +a et l'amplitude négative —a, bien symétrique par rapport à l'axe horizontal placé au centre de l'écran. C'est en fait un ruban que l'on voit et non pas une sinusoïde car la fréquence de la porteuse est suffisemment élevée pour que la définition du scope empêche de séparer chaque sinusoïde du signal. On verra donc un ruban bien net et dont la bordure supérieure comme la bordure inférieure seront bien droites ;

Si la porteuse est modulée correctement, c'est-à-dire à 100 % (cf figure 1 (II)), l'amplitude de la porteuse doublera lors des pointes de modulation et deviendra nulle sans qu'il y ait pour autant de coupure de porteuse. Pour des modulations faibles ou moyennes, la porteuse variera entre 1/2 a et 1,5 a en + comme en —, mais en aucun cas elle ne dépassera 2a ni disparaîtra complètement.

Ceci est le propre d'une bonne modulation à 100 %.

Si la porteuse est insuffisamment modulée (figure 1 (III)) même dans les pointes de modulation, elle ne pourra jamais atteindre cette valeur de 2a ni atteindre le zéro. telle sera moyennement modulée et son taux d'efficacité sera beaucoup moindre que dans le cas d'un taux correct de modulation.

Enfin, si le taux de modulation dépasse les 100 % (porteuse sur-modulée : figure 1 (IV)), cela devient catastrophique, car il y a écrêtage des pointes de modulation et suppression de la porteuse pendant des laps de temps relativement élevés. Non seulement la qualité en souffre (taux de distorsion élevé) mais également l'efficacité de l'émission car la quantité d'énergie rayonnée est plus faible que dans le cas d'une modulation à 100 %.

Il faut donc éviter à tout prix la sur-modulation.

Il sera donc possible de voir sur l'écran du contrôleur ces quatre types de figures et d'en déduire immédiatement le taux de modulation, ce qui est déjà très important.

Mais il est possible que certains défauts entachent notre émission, et qui ne soient pas liés au pourcentage de modulation.

Ces défauts comme les causes inhérentes peuvent être multiples ; cependant, on peut raisonnablement effectuer une classification qui est la suivante :

- **taux de modulation correct ;**
- **taux de modulation insuffisant (50 %) ;**
- **taux de modulation trop élevé (150 %) ;**
- **excitation insuffisante ;**
- **excitation excessive ;**
- **mauvais modulateur ;**
- **réaction de l'étage final ;**
- **mauvais neutrodynage et réaction de l'étage de puissance ;**
- **mauvais dosage de l'excitation ;**
- **taux de distorsion élevé ou modulation mal appliquée ;**
- **légère distorsion BF ;**
- **oscillation parasite ;**
- **mauvais prélèvement de la BF pour le balayage de l'oscilloscope de contrôle.**

Or la méthode du trapèze consiste à faire apparaître sur l'écran du contrôleur une figure obtenue à partir des deux composantes HF et BF de l'émission ; c'est en quelque sorte une figure de Lissajou pour laquelle on prélève une partie de la porteuse modulée comme dans le cas précédent, mais avec un balayage non plus régulier, mais variable suivant la fréquence et l'amplitude du signal BF de modulation. Dans ce cas on obtiendra une figure triangulaire qui tendra à se déformer plus ou moins suivant les défauts de la porteuse modulée.

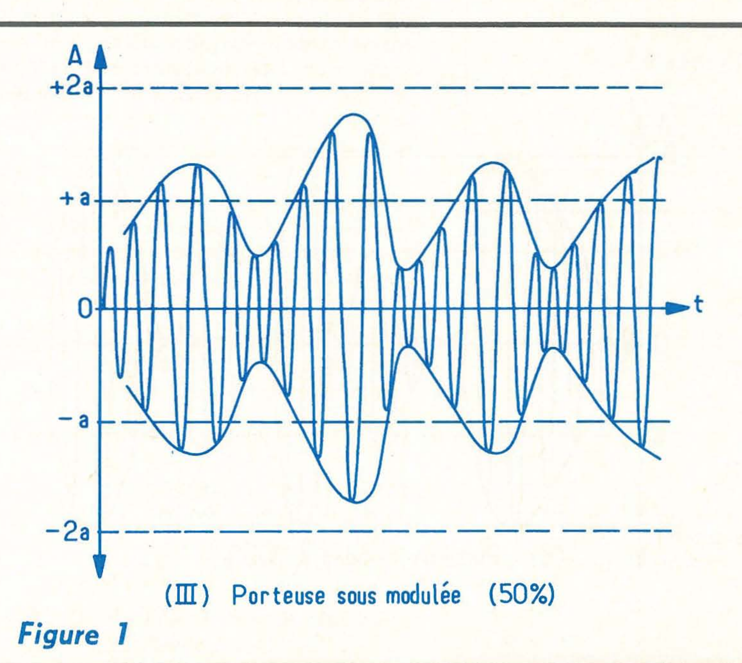
Cette méthode du trapèze permet donc d'obtenir toute une série d'oscillogrammes que nous résumons dans la figure 2 et qui concernent chacune un défaut bien particulier et par voie de conséquence renseigne sur la cause, ce qui est très intéressant et évite d'avoir à tâtonner.

Ce sont donc là les cas les plus fréquents mais il pourra arriver que des figures hybrides apparaissent, si plusieurs défauts se superposent et toutes les combinaisons sont alors possibles.

Voyons maintenant le schéma de ce contrôleur (cf figure 3). Il utilise à la base, un tube oscilloscope de petit diamètre un tube 2 A P 1 ou tout autre tube disponible dans le commerce, ne nécessitant pas de trop fortes THT. Dans ce cas, il suffit de 500 à 600 V pour que l'image soit très lumineuse. Un simple transformateur de récepteur radio à tubes convient parfaitement et ceci sans aucune difficulté. Ce schéma d'ailleurs fort simple, comporte trois parties ; la première partie concerne l'alimentation THT, la deuxième concerne l'alimentation du tube cathodique avec ses organes de contrôle de luminosité et de netteté, la troisième enfin concerne les circuits de déviation horizontale et verticale avec les deux balayages possibles suivant le mode de contrôle que l'on désire obtenir.

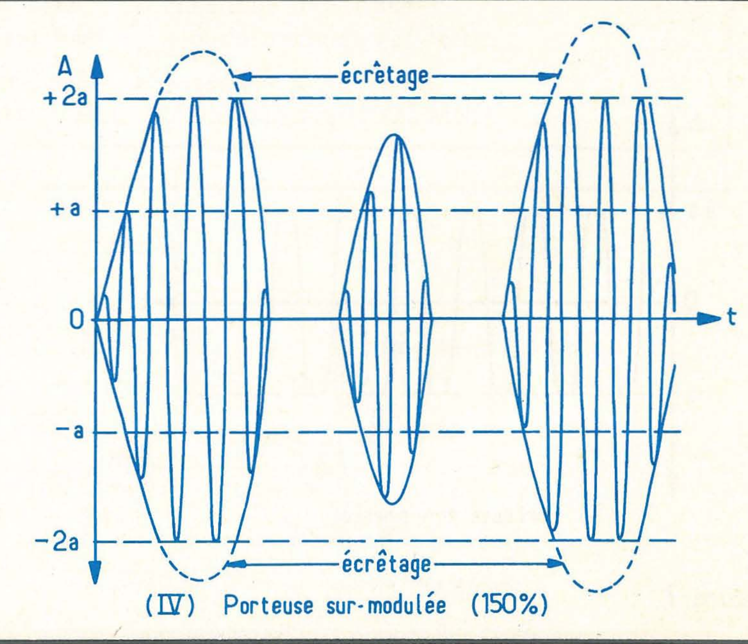
a) L'alimentation utilise donc un simple transformateur de récepteur de radio à tubes ; le primaire reçoit le secteur 110/220 volts alternatifs, un interrupteur de marche-arrêt et un fusible de protection ; le secondaire à 6,3 V alimente d'une part les filaments du tube cathodique ainsi que le voyant de marche et fournit d'autre part la tension de balayage horizontal nécessaire au mode de contrôle « direct » c'est-à-dire qui donne une image exacte de la porteuse et non pas la méthode du trapèze.

Le secondaire HT qui délibre normalement deux fois 250 V est monté en ne raccordant pas le point milieu, de telle sorte que l'on dispose de 250 + 250 V soit : 500 V avec



(III) Porteuse sous modulée (50%)

Figure 1



(IV) Porteuse sur-modulée (150%)

Image obtenue	Cause	Image obtenue	Cause
	Taux de modulation correct (100 %)		Mauvais dosage de l'excitation
	Taux de modulation insuffisant (50%)		Taux de distorsion élevé modulation mal appliquée
	Surmodulation (150 %)		Légere distorsion B.F.
	Excitation insuffisante		Oscillation parasite
	Excitation excessive		Mauvais prélèvement de la B.F. pour le balayage de l'oscilloscope
	Mauvais modulateur		
	Réaction de l'étage final (P.A.)		
	Mauvais neutrodynage et réaction du P.A.		

Figure 2

une intensité disponible de 20 à 25 mA ce qui est largement suffisant pour obtenir la THT nécessaire au tube cathodique. Cette tension de 500 V alternative est appliquée aux deux extrémités d'un pont à quatre diodes de redressement utilisant des diodes supportant 800 à 1000 V ; nous avons utilisé des diodes de la série 1 N 4006 ou 1 N 4008 de Texas, mais il est tout à fait facile de les remplacer par d'autres diodes d'une autre marque à la seule condition qu'elles tiennent les 800 V ou mieux les 1000 V. Un condensateur chimique de 16 ou de 32 µF isolé à 750 volts est placé en sortie de cellule de redressement et la tension ainsi obtenue est sufisamment « plate » pour alimenter le tube cathodique. Pour éviter les éventuelles surtensions qui pourraient causer la mise hors service du condensateur de filtrage nous plaçons entre le + THT et la masse une résistance de 470 kilohms (1/2 watt) qui stabilise la THT. Celle-ci est appliquée à toute une chaîne de résistances et de potentiomètres montés en série et qui fournissent toutes les différentes tensions nécessaires aux diverses électrodes du tube cathodique.

b) Le tube, quant à lui, est alimenté à partir de cette chaîne diviseur de tension. La cathode est positive par rapport à la masse, mais sa grille « wehnelt » est relativement négative par rapport à la cathode. Elle est alimentée à partir du curseur d'un potentiomètre de 50 kilohms, monté entre la cathode et la masse. En déplaçant le curseur de ce potentiomètre, on fait varier la tension grille-cathode et par voie de conséquence la luminosité du tube. La grille n° 2 du tube est alimentée à partir du curseur d'un autre potentiomètre de 50 kilohms fournissant une tension positive, intermédiaire entre celle de la cathode et celle de la grille n° 3 accélératrice et les plaques. En jouant sur le curseur alimentant la grille n° 2 on fait varier la netteté de l'image ; la grille n° 3 accélératrice est alimentée à partir de la THT à sa valeur normale. Reste les quatre plaques de déviation. Comme elles ne consomment pratiquement aucun courant, il est possible de monter en série avec elles des résistances de forte valeur (2 mégohms) sans pour autant faire chuter leur tension qui est égale au + THT. En l'absence de tension alternative appliquée à ces plaques, il n'y a qu'un point lumineux (un « spot ») qui apparaît au centre de l'écran.

c) Il y a deux circuits de déviation. Le premier concerne la déviation verticale et le second concerne les deux modes de déviation horizontale.

Le circuit de déviation verticale est des plus simples. Il est constitué par un circuit accordé par self et capacité muni d'un enroulement de couplage. La tension disponible (tension HF) est appliquée au moyen d'un condensateur de faible valeur (100 pF) à la plaque de déviation verticale. Noter la présence d'une diode de détection de type OA 85 ou similaire qui est destinée à permettre le contrôle « auditif » au moyen d'écouteurs ou d'un petit HP ; c'est seulement là une facilité qui n'a pas de rapport direct avec le contrôle oscilloscopique de l'émission.

Les caractéristiques de la self L, de son enroulement de couplage et du CV associé sont directement liées à la fréquence de l'émetteur que l'on veut contrôler ; pour un émetteur sur 27 MHz on pourra prendre L : 16 spires de fil émaillé 8/10 mm sur un mandrin LIPA de 8 mm et pour l'enroulement de couplage : 4 spires environ couplées côté masse. Par contre pour un émetteur VHF, on prendra pour L :

3 spires de diamètre 10 mm en fil de cuivre nu de 1 mm et enroulement de couplage : 1 spire couplée côté masse.

Le CV pourra rester le même quelle que soit la gamme ; en ce qui nous concerne nous avons employé un petit CV isolé sur stéatite de 25 à 50 pF.

Le réglage de ce circuit est obtenu de la façon suivante :

L'émetteur fonctionnant, le contrôleur étant lui-aussi en fonction, on tourne le CV jusqu'à obtention d'une déviation verticale maximale ou suffisamment ample pour couvrir les 2/3 de la dimension verticale de l'écran. Il s'agit, ni plus ni moins, de la mise à la résonance du circuit accordé sur la fréquence de travail de l'émetteur.

Le réglage n'est pas très pointu et il n'y a pas lieu de monter un démultiplicateur sur l'axe du CV, mais plutôt un dispositif de blocage par vis, ce qui est très pratique !

Le circuit de déviation horizontale (ou encore appelé « balayage ») est encore plus simple. La plaque de déviation horizontale est alimentée, par le travers d'une capacité de 0,1 µF soit par la tension alternative à 50 Hz du secteur (les 6,3 V de chauffage) soit par la tension BF de modulation.

Un inverseur permet donc de choisir :

— position « 1 » : mode « direct » : balayage régulier à 50 Hz

— position « 2 » : mode « trapèze » balayage au rythme et à la fréquence de la modulation.

Une résistance de protection de 47 kilohms suivie d'un potentiomètre de 1 Mégohm permet de doser l'amplitude du balayage horizontal.

Ainsi donc, en position « 1 » l'image obtenue sera celle du contrôle « direct » c'est-à-dire conforme à ce que montre la figure 1, alors que sur la position « 2 », l'image obtenue sera celle de la méthode du trapèze (cf figure 2).

L'aspect extérieur de notre contrôleur (cf figure 4) est celui d'un coffret métallique de dimensions extérieures approximatives 350 mm de largeur, 130 mm de hauteur et enfin 230 mm de profondeur, mais ces cotes n'ont absolument rien d'impératif. Elles sont la conséquence d'un élément de choix : à savoir que nous avons trouvé un tel coffret dans le commerce !

La face avant de l'appareil comporte, outre les deux classiques poignées qui sont traditionnelles dans nos réalisations :

- **L'écran cathodique circulaire avec son cache de forme carrée,**
- **la commande de luminosité,**
- **la commande de netteté,**
- **l'interrupteur « marche-arrêt »,**
- **le voyant de mise sous tension,**
- **l'inverseur de mode de contrôle « 1 » et « 2 »,**

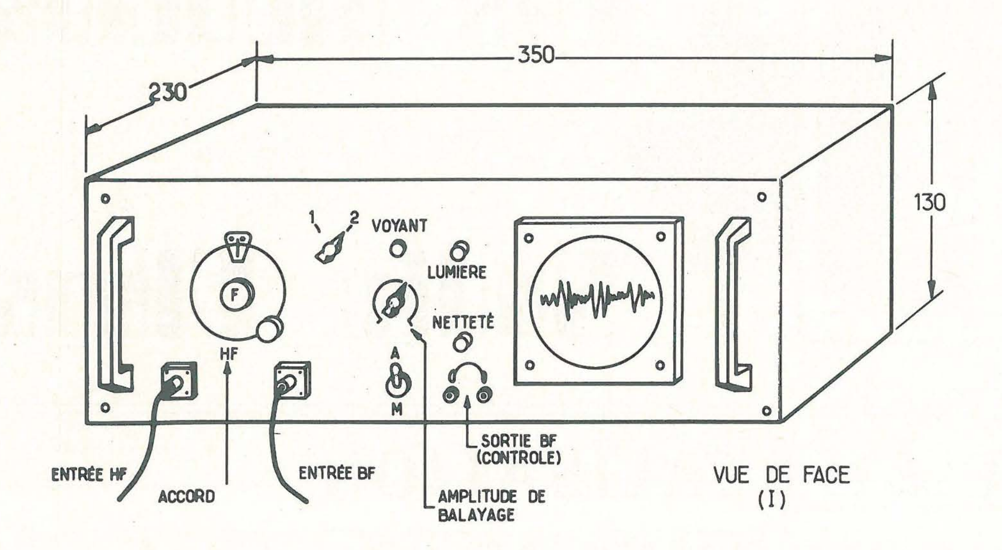
Figure 3

— la prise coaxiale d'entrée BF (modulation),
— la commande de gain d'amplitude de balayage horizontal,
— la prise coaxiale d'entrée HF,
— la commande du CV d'accord avec son dispositif de blocage par vis,
— les deux bornes de sorties BF pour le contrôle auditif sur casque.

La disposition intérieure du coffret (voir figure 4 - II) n'a elle non plus rien d'impératif ; on y voit le tube cathodique avec son blindgae en mu-métal qui est conseillé, afin d'éviter les risques de modulation du spot par le rayonnement du transformateur d'alimentation car lors de nos essais nous avions omis de placer ce blindage, et le spot décrivait (en l'absence de tout signal) une splendide figure en forme de « 8 » horizontal, due à l'influence du champ magnétique créé par le transformateur d'alimentation et nous n'avons pu supprimer cette altération de l'image qu'en blindant le tube. Il y a d'autres astuces pour éviter cet ennui, si l'on ne peut pas se procurer de tel blindage, et notamment de tourner le transformateur de telle sorte que son champ n'ait plus d'influence sur le spot, mais ce n'est pas toujours très facile à faire ! On peut voir également le CV d'accord avec sa self soudée à ses bornes, ainsi qu'un module alimentation sur lequel apparaissent : le transformateur, le pont de quatre diodes, et la cellule de fitrage munie de son condensateur chimique et de sa résistance de charge de 470 kilohms.

Les différents fils de connexions sont réunis par un fil qui les maintient en natte, afin d'éviter l'aspect peu « professionnel » d'un appareil où les fils sont en vrac, passant





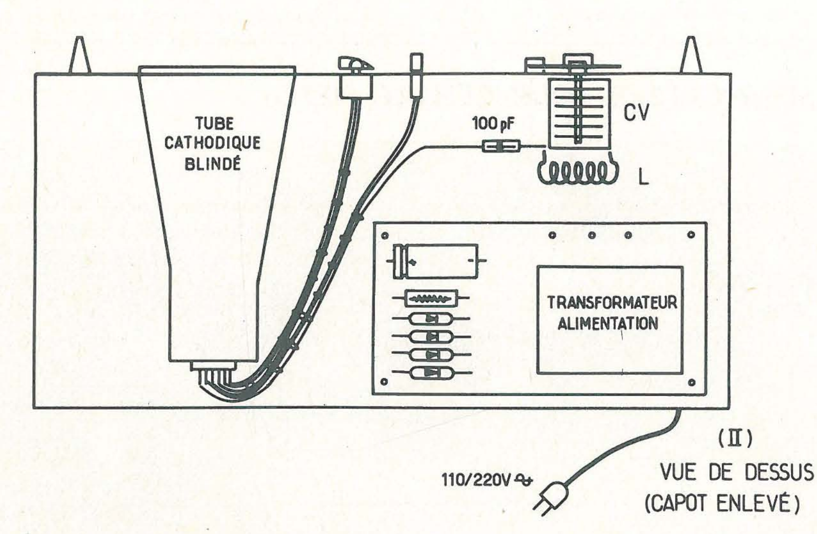


Figure 4

n'importe où, trahissant ainsi le côté « bricollage » au sens péjoratif de la réalisation.

Voyons maintenant les deux manières de coupler notre contrôleur à un émetteur :

a) **Mode « direct »** :

La figure 5 montre ce couplage qui est des plus simple. Une simple spire de couplage (couplage très lâche afin de ne pas charger l'émetteur ni lui faire perdre de sa puissance rayonnée par l'antenne) prélève une infime portion de l'énergie rayonnée par la self du C.O. de sortie et la véhicule au moyen d'un câble coaxial à faibles pertes (50 ou 75 ohms d'impédance) vers l'entrée HF du contrôleur. L'inverseur est placé sur la position « 1 » et c'est tout !

Sur l'écran du tube cathodique apparaît l'image de la porteuse modulée en amplitude (ou en fréquence). En jouant sur l'accord du CV du contrôleur, on fera varier l'amplitude de l'image, amplitude maximale lorsque l'accord du CV sera identique à celui de l'émetteur.

Il sera ainsi facile de faire varier la taille verticale de l'image. A titre indicatif, nous avons obtenu, sur un tube de diamètre 7 cm une porteuse large de 2 cm en l'absence de modulation et passant à 4 cm lors des pointes.

b) **Mode « trapèze »** :

Là encore, l'entrée HF sera couplée, comme dans le cas précédent à la self de sortie de l'émetteur et par le même dispositif ; à noter à ce sujet que le câble coaxial de liaison pourra très bien avoir une longueur de 1 mètre voire 1,50 mètre, sans difficulté.

La prise d'entrée HF sera raccordée à la sortie du modulateur au moyen d'un câble coaxial BF muni à son extrémité d'une capacité de 0,1 µF destinée à prélever la BF sur l'étage de sortie du modulateur.

L'inverseur sera placé su rla position « 2 » et l'image obtenue sur l'écran du tube cathodique sera celle que donne la méthode du trapèze. Là aussi, l'accord du CV permettra de jouer sur l'amplitude verticale de l'image et le potentiomètre de commande de balayage jouera sur la largeur horizontale de cette dernière.

De par son prix de revient très modeste (une centaine de francs) et sa grande facilité de réalisation, ce contrôleur de modulation rendra beaucoup de services tant au radioamateur qu'à l'utilisateur de télécommande dont il sera le fidèle allié.

Etage de sortie d'un émetteur
Antenne
L
Lc
Inverseur sur "1"
1 2
Coaxial de liaison
Entrée HF

Figure 5

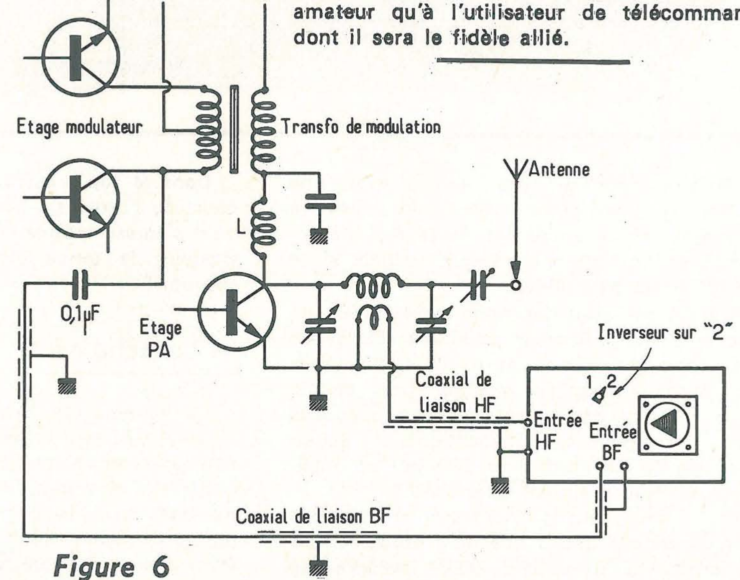
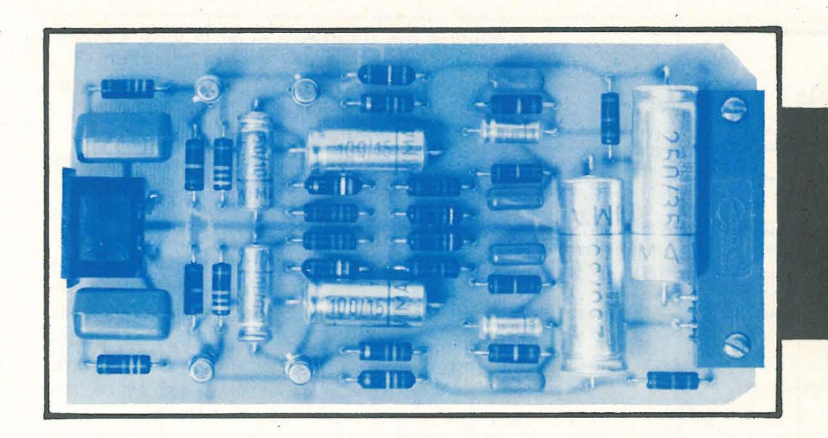


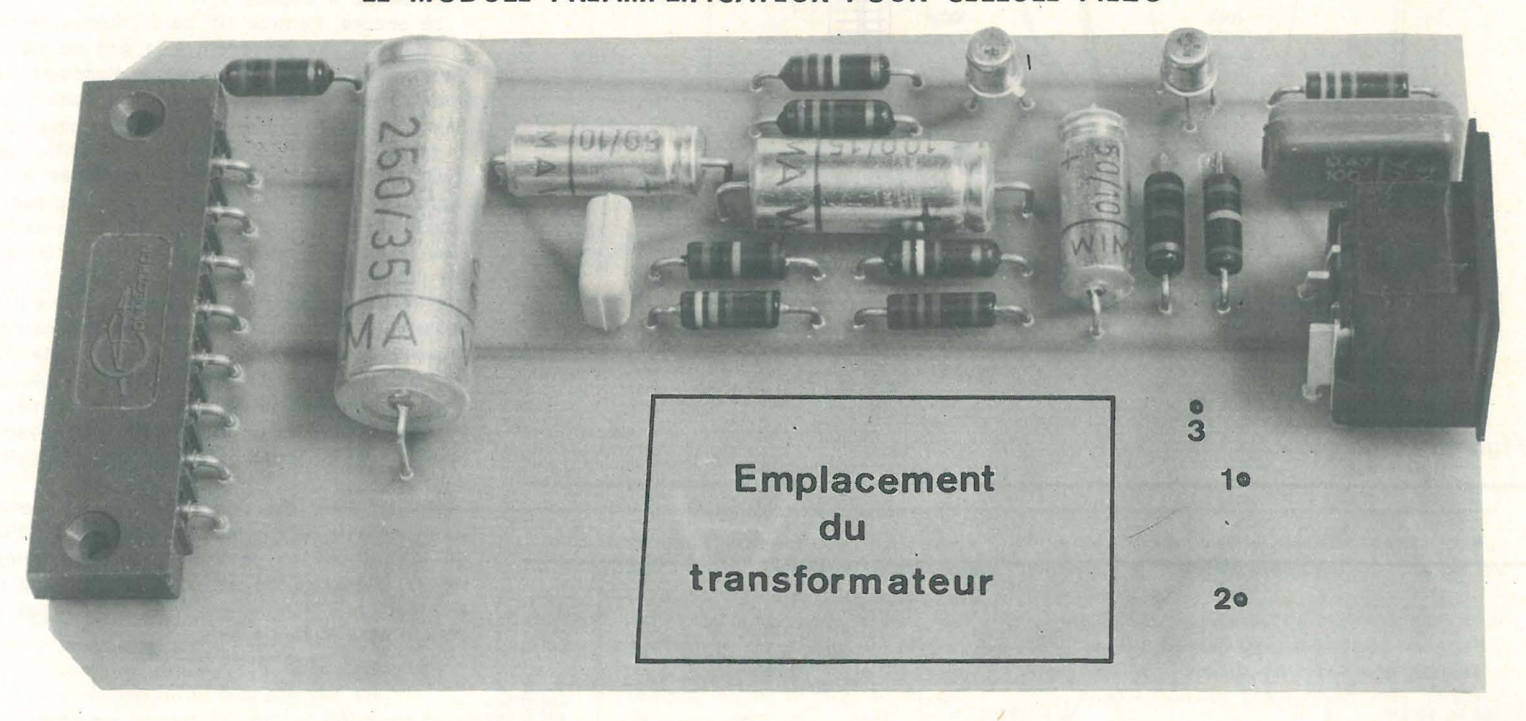
Figure 6



Les modules Radio Plans

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN PUPITRE DE MIXAGE (2e partie)

LE MODULE PRÉAMPLIFICATEUR POUR CELLULE PIEZO



Certaines platines sont livrées avec une cellule du type piézo, notamment dans la gamme Dual, et acceptent assez mal de recevoir une cellule magnétique surtout si le moteur n'est pas blindé.

C'est à cet effet que nous avons prévu un module préamplificateur pour une tête piézo afin de ne pas brimer les lecteurs intéressés par notre pupitre de mixage. Une cellule piézo présente des caractéristiques opposées à son homologue « la magnétique » : sensibilité élevée de l'ordre de 500 mV et impédance élevée se situant vers 1MΩ.

Les lecteurs ont pu constater d'après les caractéristiques des 3 premiers modules que la sensibilité de sortie était toujours de 100 mV.

Dans le cas présent, la sensibilité d'entrée étant de l'ordre de 500 mV, on ne peut dire qu'il s'agisse vraiment d'un module préamplificateur, le terme atténuateur serait mieux approprié.

• Le schéma

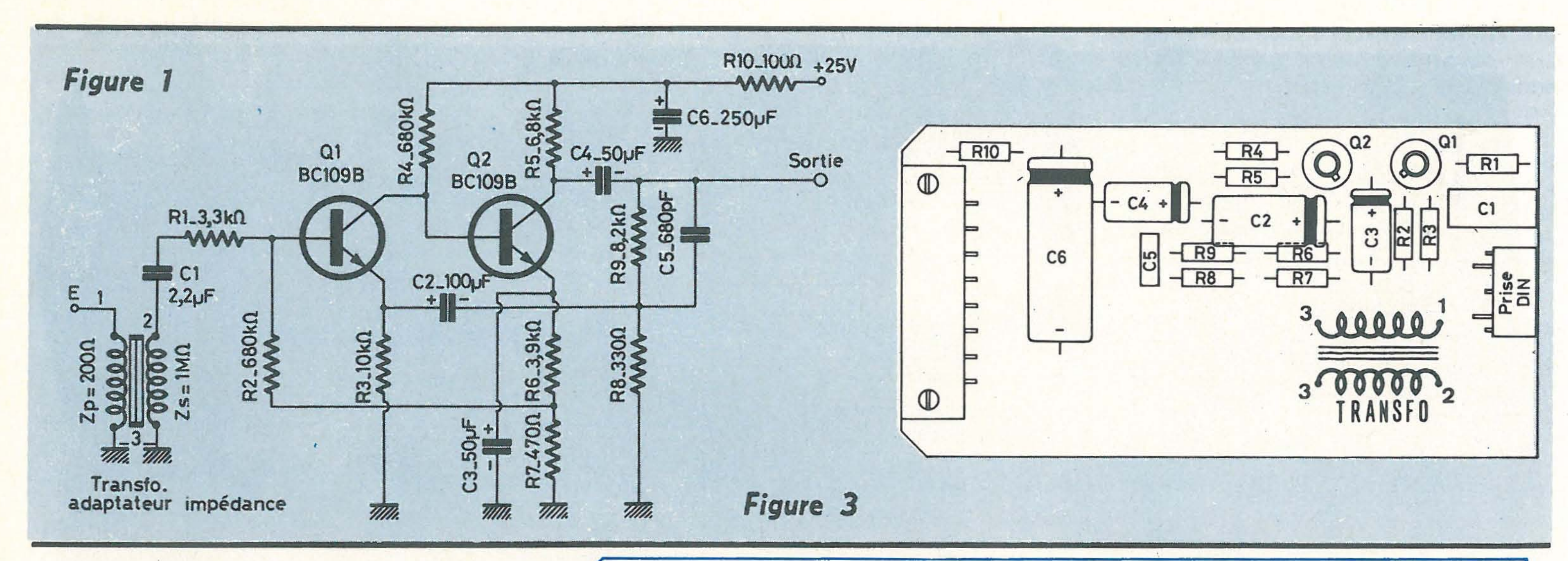
Le schéma de principe est celui de la figure 1. Un seul transistor du type BC 109 B équipe ce module. Celui-ci étant monté en collecteur commun, le schéma nous confirme bien qu'il ne s'agit pas ici d'un préamplificateur de tension, le gain dans ce cas étant voisin de l'unité (G # 1), mais toujours inférieur à celui-ci.

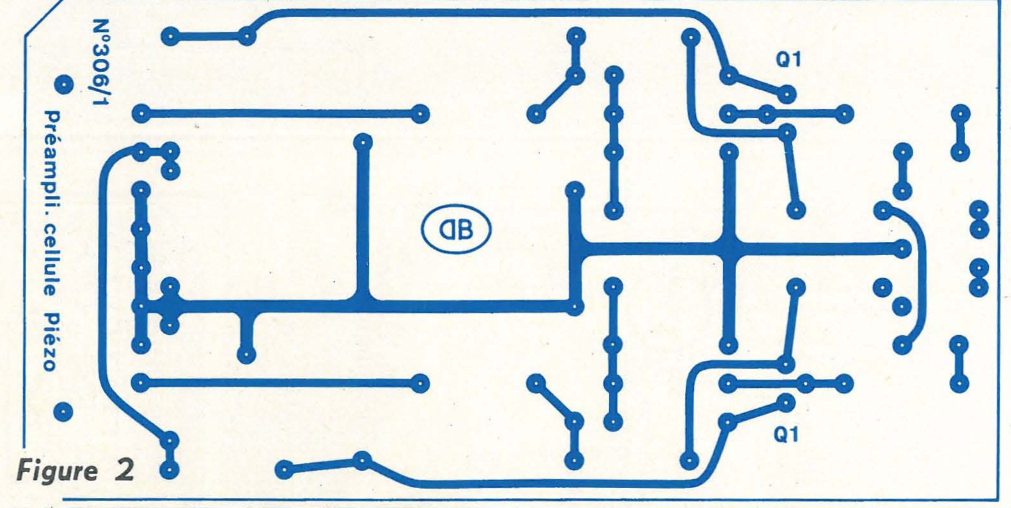
Le signal est transmis à la base de Q1 par un condensateur de faible capacité C1- 0,1 μF en série avec une résistance R1- 3,9 kΩ.

Il s'agit d'un étage à boucle de réaction positive destinée à augmenter l'impédance d'entrée.

Le signal recueilli sur l'émetteur est divisé par le pont formé par les résistances R5- 22 kΩ et R6- 6,8 kΩ, ce qui nous donne un rapport sensiblement égal à 1/4.

En considérant un gain de l'ordre de 0,9 et une sensibilité de la cellule de 500 mV, notre signal de sortie présente bien une amplitude de 100 mV, comme pour les autres modules.





Il est ensuite transmis au module mélangeur par un condensateur au plastique métallisé (C3-1 µF).

La tension d'alimentation de ce module est de +25 volts, celle-ci est filtrée à l'entrée par un chimique C4-250 µF.

• Le circuit imprimé

Celui-ci est proposé à l'échelle 1 figure 2. Le dessin des pistes cuivrées est simple et quel que soit le procédé de gravure utilisé par les lecteurs, le succès est certain. Personnellement nous avons utilisé des pastilles de 2,54 mm et des bandes de 1 mm de largeur.

Tous les perçages s'effectuent avec un foret de Ø = 0,8 mm. Les trous du connecteur et de la prise DIN seront ensuite repris avec un foret de Ø = 1,2 mm.

• Le câblage du module

Le câblage est des plus simples vu le peu de composants mis en jeu.

Le plan de câblage est celui de la figure 3. Ce module étant bien entendu stéréophonique, nous avons repéré, à la partie supérieure, les composants par leur symbole électrique (voir le schéma de principe) et par symétrie ceux-ci sont marqués en clair, soit : R5- 22 kΩ, C3- 1 µF...

Comme pour les autres modules, rappelons qu'il est intéressant de placer des intercalaires écarteurs entre les transistors et le CI, ceci évite entre autres une mauvaise orientation du composant lors du câblage.

Pour terminer, nous informons les lecteurs qui désirent réaliser des modules d'une esthétique professionnelle, qu'une fois le câblage achevé, la résine de la soudure peut être dissoute avec du trichloréthylène. Ne jamais laisser un circuit s'oxyder alors qu'il est si simple de passer une couche de vernis avec un pinceau.

• Nomenclature

* Condensateurs au plastique métallisé (à sorties radiales) ± 10 %.
  - C1- 0,1µF/63 V
  - C3- 1µF/63 V
* Condensateurs électrochimiques
  - C2- 50µF/10 V
  - C4- 250µF/35 V
* Résistances à couche ± 5 % (métalliques si possibles).
  - R1- 3,9 kΩ
  - R2- 33 kΩ
  - R3- 120 kΩ
  - R4- 680 kΩ
  - R5- 22 kΩ
  - R6- 6,8 kΩ
  - R7- 100 Ω
  - R8- 27 kΩ
* Transistor
  - Q1- BC 109 B ou 109 C
* Divers
  - Connecteur FRB réf k8-508-F-C-T
  - Prise DIN 5 broches pour CI
  - Intercalaire écarteur pour transistor TO18

LE MODULE PRÉAMPLIFICATEUR POUR MICRO BASSE IMPÉDANCE

• Le schéma

Le schéma est celui de la figure 4. Dans l'ensemble il est identique à ceux des figures 2 et 5 de notre précédent numéro. En plus, nous remarquons à l'entrée un transformateur « adaptateur d'impédance ». Les caractéristiques de celui-ci sont :

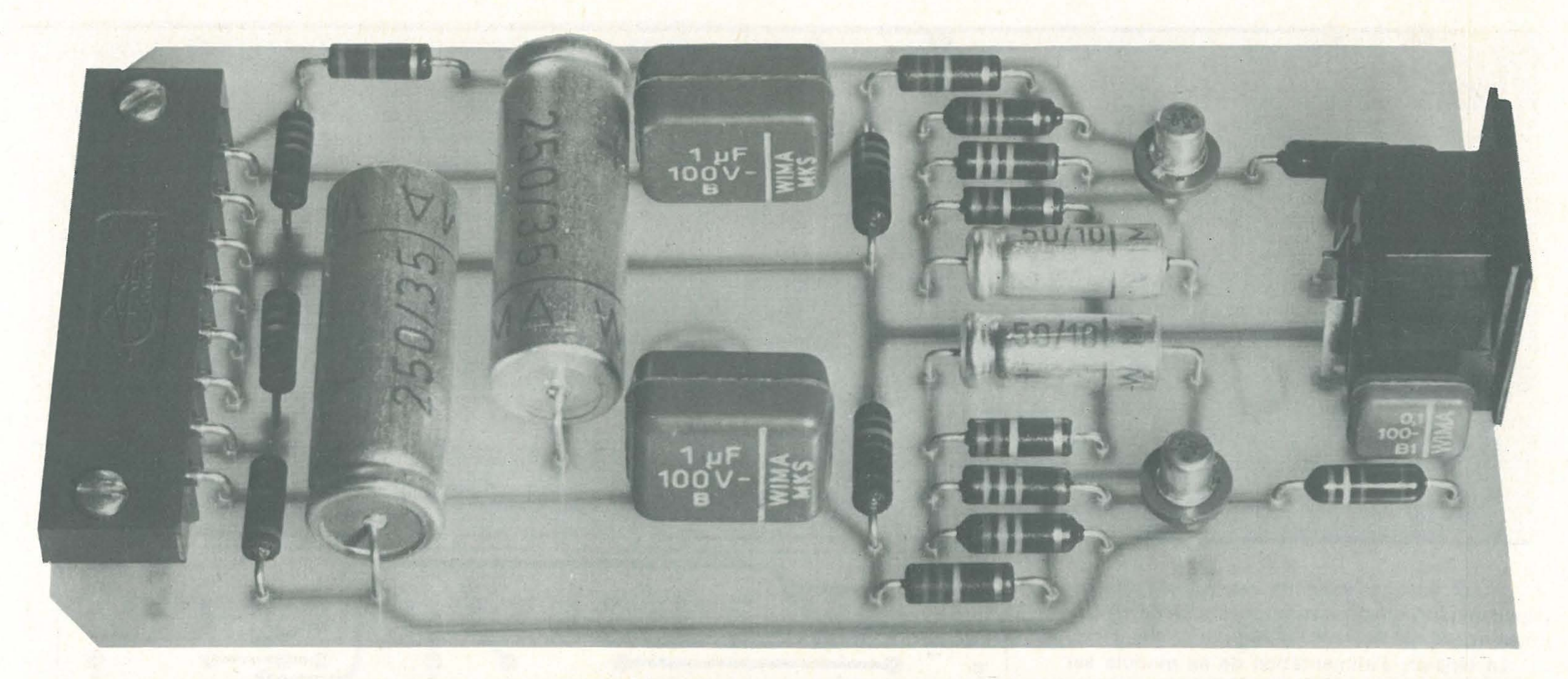
— Impédance au primaire : Z = 200 Ω
— Impédance au secondaire : Z = 1 MΩ

Le point chaud du secondaire est relié à un condensateur C1- 2,2 µF en série avec R1- 3,3 kΩ. Ce réseau série transmet la modulation à la base d'un premier transistor Q1- BC 109 B.

Celui-ci est monté en émetteur commun et amplifie donc les signaux fournis par le microphone (ils ont une amplitude de l'ordre de 5 mV).

La charge collecteur de Q1 est de 680 kΩ ; cette même résistance polarise également la base de Q2, la liaison collecteur de Q1 et base de Q2 étant du type-continu.

Chaque émetteur est soumis à une contre



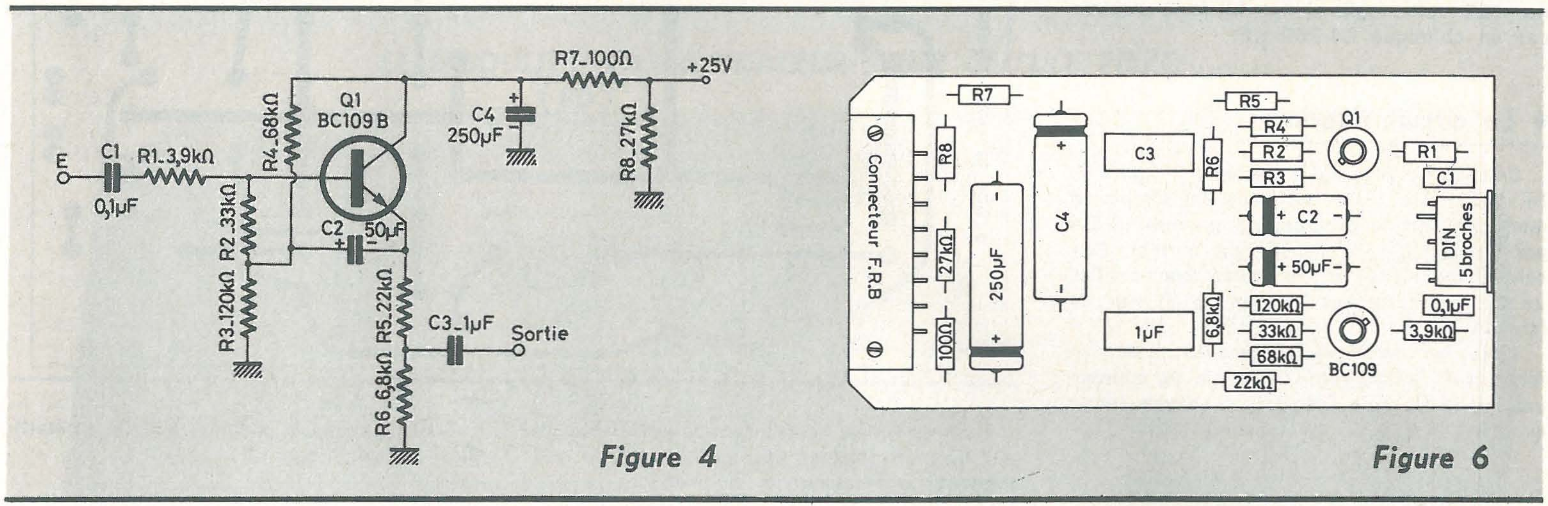


Figure 4

Figure 6

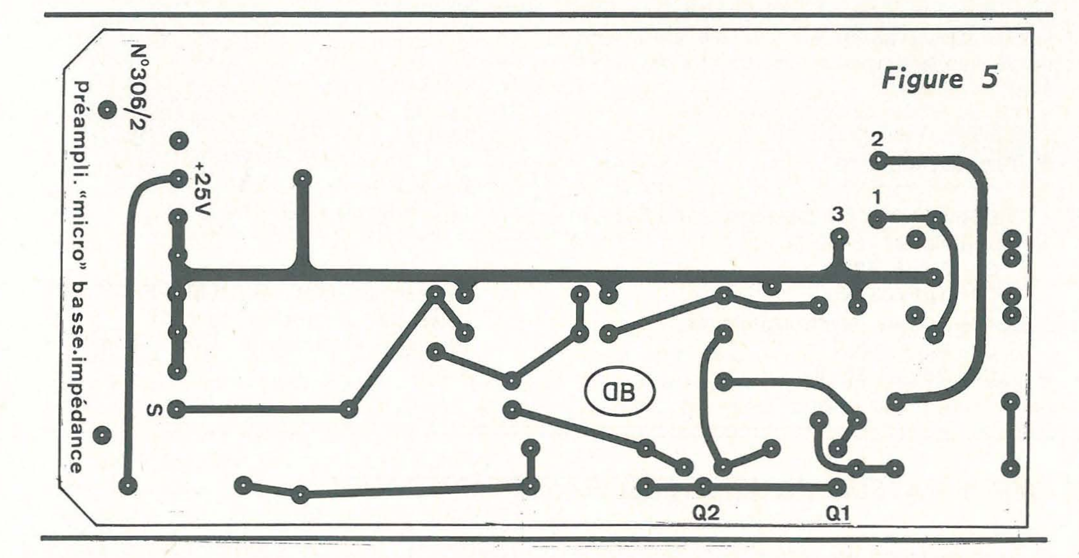


Figure 5

réaction : R8-R3 - C2 pour Q1 et R6-R7-C3 pour Q2.

La contre-réaction linéaire est composée du réseau parallèle R9-8,2 kΩ et C5-680 pF.

La charge collecteur de Q2 est de 6,8 kΩ. Ce transistor est également monté en émetteur commun, ce qui explique que la modulation amplifiée soit recueillie sur son collecteur et transmise à l'étage suivant (Mélangeur) par un condensateur C4-50 µF.

La tension d'alimentation est de +25 V, nous retrouvons toujours notre cellule de filtrage C6-250 µF.

• Le circuit imprimé

Celui-ci est pratiquement indentique au CI n° 305/3 ; la seule variation se trouve au niveau de la prise DIN, le signal n'entrant pas directement sur C1-2,2 nF, mais sur le transformateur.

Comme pour la réalisation du CI n° 305/3, ce circuit imprimé est très simple et demande le même matériel : pastilles de Ø = 2,54 mm, bandes de 1 mm de largeur.

• Le module

Le plan de câblage est celui de la figure 6. Tous les composants étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature des éléments pour connaître la valeur nominale de chacun d'eux.

* Le transformateur.

Celui-ci présente 4 sorties (2 au primaire et 2 au secondaire). Deux de ces sorties sont à relier à la masse au point 3 (gravé sur le CI n° 306/2).

Le point chaud du primaire est à relier au chiffre 1 gravé sur le CI.

Le point chaud du secondaire est à relier au chiffre 2 gravé sur le CI.

• Nomenclature

* Résistances à couche ± 5 % —0,5 W (métallique de préférence).
R1 : 3,3 kΩ
R2 : 680 kΩ
R3 : 10 kΩ
R4 : 680 kΩ
R5 : 6,8 kΩ
R6 : 3,9 kΩ
R7 : 470 Ω
R8 : 330 Ω
R9 : 8,2 kΩ
R10 : 100Ω

* Condensateurs à sorties radiales au plastique métallisé ± 10 %.
C1- 2,2 nF/63V
C5- 680 PF/160V

* Condensateurs électrochimiques.
C2- 100μF/15V
C3- 50μF/10V
C4- 50μF/10V
C6- 250μF/35V

* Transistors.
Q1 et Q2 - BC 109 B ou 109 C

* Divers.
Connecteur FRB réf : k8-508-F-C-T
Prise DIN 5 broches pour CI
Intercalaires écarteurs pour transistors TO18
Transformateur ZP = 200 Ω/Z_s = 1MΩ

Nous conseillons aux lecteurs qui entreprennent la réalisation de cette table de mixage d'utiliser des composants de qualité, surtout au niveau de ces préamplificateurs d'entrées. Transistors à très faible bruit, résistances à couche métallique... vous permettront d'obtenir les performances optimales de ces modules.

Nota : comme pour toutes ces séries de modules, les circuits imprimés découpés et perçés en verre époxy pourront être fournis aux lecteurs qui en feront la demande à : M. B. Duval, 1, villa Saint-Michel, 75018-Paris.

CARACTÉRISTIQUES

PREAMPLI PIEZO

— Sensibilité d'entrée : de l'ordre de 400 à 500 mV
— Tension alimentation : + 25 V
— Impédance d'entrée : voisine de 2 MΩ
— Sensibilité de sortie : 100 mV
— Distorsion harmonique : < 0,2 %

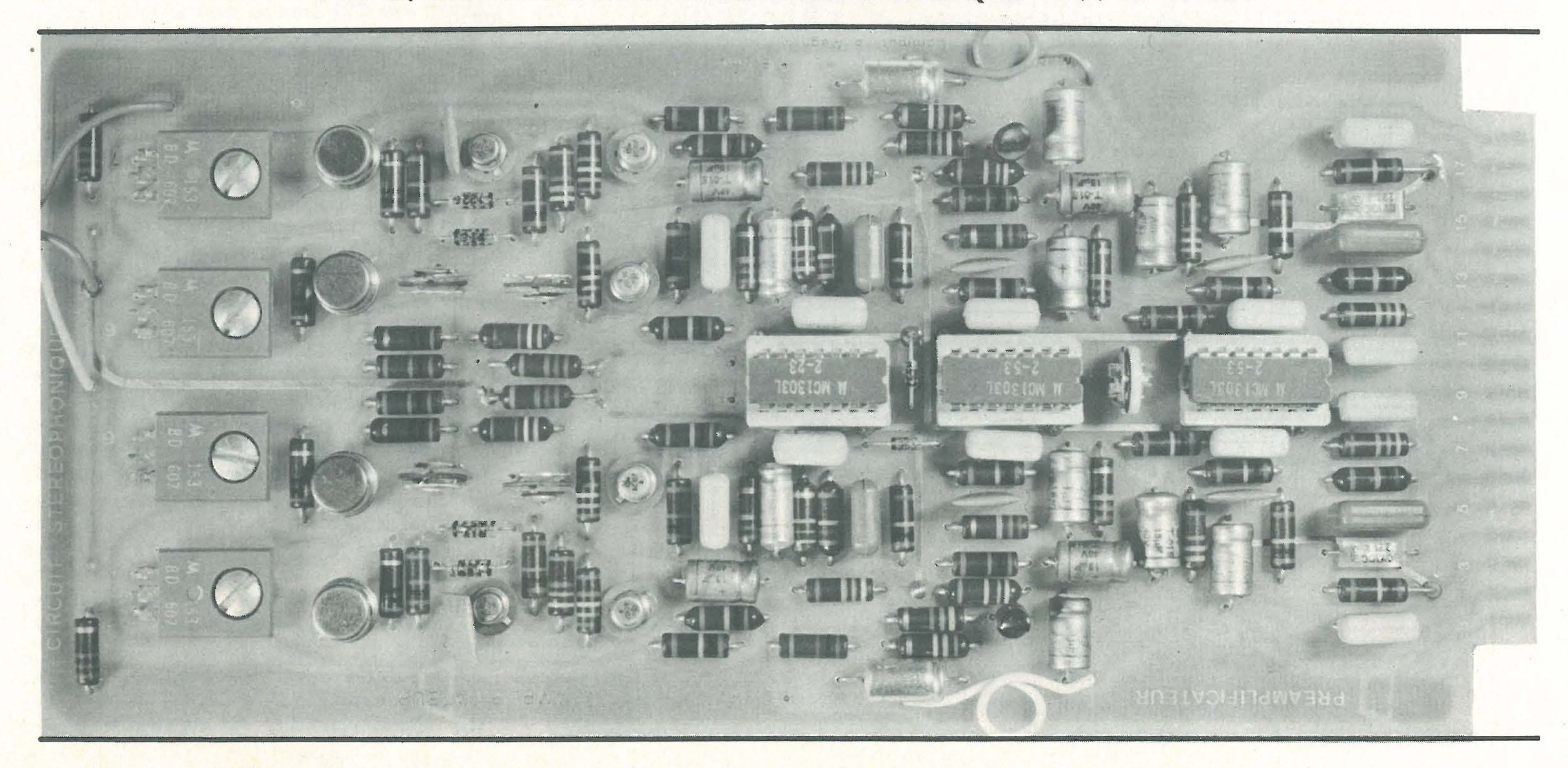
PREAMPLI MICROBI

Tension d'alimentation : + 25 volts
Sensibilité d'entrée : de l'ordre de 5 mV
Impédance d'entrée : 200 Ω
Sensibilité de sortie : 100 mV



Les modules Radio Plans

AMPLI/PRÉAMPLI CORRECTEUR STÉRÉOPHONIQUE 2 × 15 W EFF



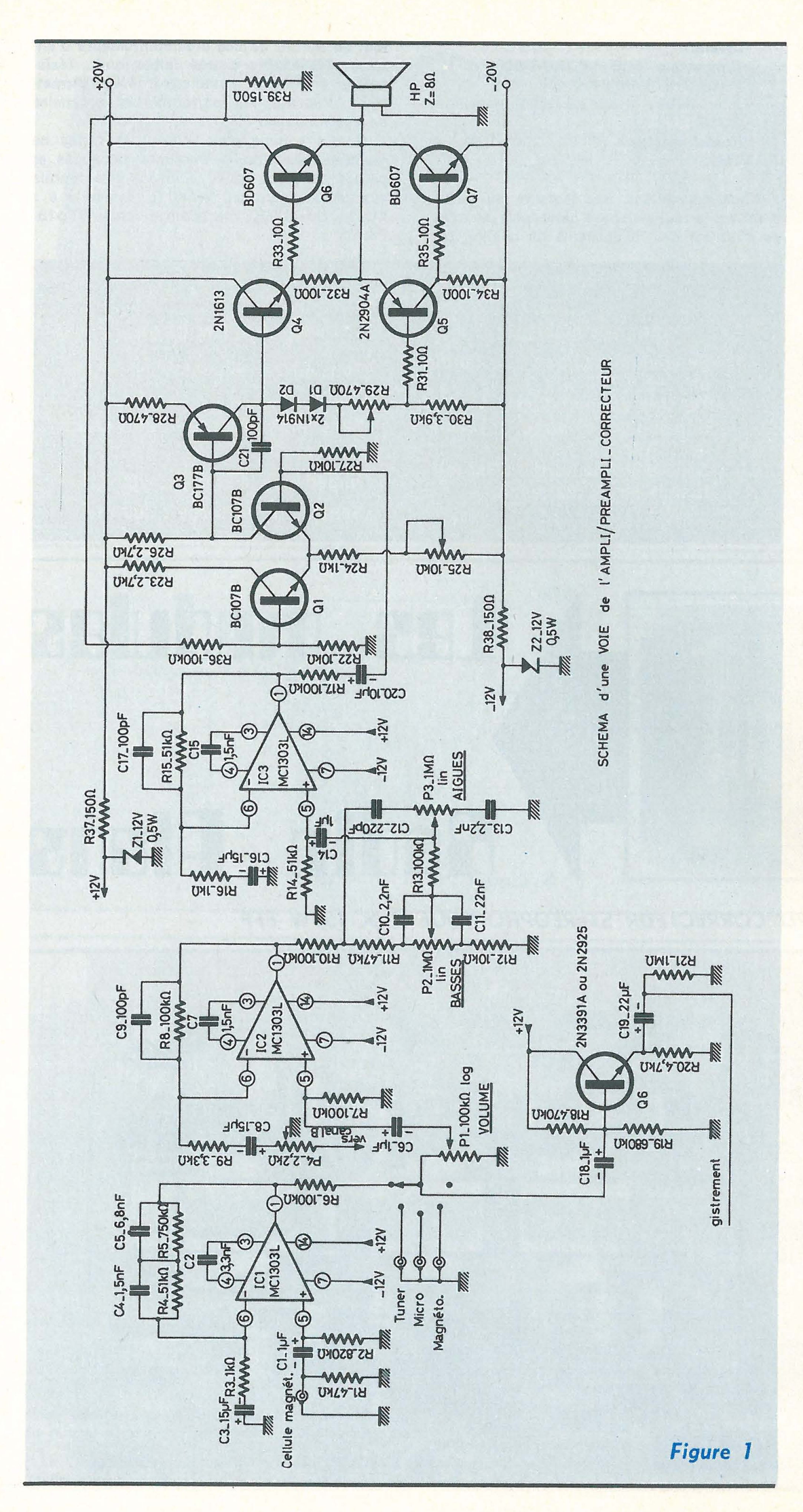


Figure 1

APRES avoir proposé un nombre important de modules « Basse-Fréquence », M. Duval, pour la première fois, donne aux lecteurs la possibilité d'acquérir soit un kit complet, soit un module câblé et réglé d'une nouvelle étude. Il s'agit d'un ampli-préampli stéréophonique de 2 × 15 W eff., ce module regroupant tous les composants jusqu'aux transistors de puissance. Ce qui est particulièrement intéressant de souligner à la vue de ce circuit, c'est qu'il n'est fait que de composants **du type professionnel** sélectionnés :

— Résistances à **couche métallique** SOVCOR ± 5 % et ± 2 %.

— Condensateurs au plastique métallisé WIMA.

— Transistors Sescosem montés sur intercalaires.

— Circuit en verre époxy, **double face.**

ETUDE TECHNIQUE (fig. 1)

1. Le préamplificateur-correcteur.

La partie préamplificatrice est assurée par 3 circuits intégrés Motorola de la série MC1303L et par un transistor faible bruit 2N3391A.

Les circuits intégrés présentés sous boîtier céramique DIP à 14 pattes sont des préamplificateurs tout indiqués pour la stéréophonie, puisque disposant de deux « Ampli OP » identiques.

La figure 1 (schéma de principe) permet de suivre les différents étages de ce préampli :

1 - Préampli pour cellule magnétique avec correction RIAA.

2 - Préampli pour tuner, micro et magnétophone avec correcteurs de tonalité.

3 - Préampli de tension.

4 - Etage tampon pour sortie enregistrement.

1° Le premier étage est donc utilisable avec toute platine équipée d'une cellule magnétique pouvant délivrer un signal de quelques 2 à 5 mV et ayant une impédance de l'ordre de 47 kΩ, c'est à cet effet que nous trouvons une résistance R1 de cette valeur. Le signal est transmis par un condensateur chimique de 1 µF soit au point 5, soit au 9, suivant le canal considéré.

La contre-réaction RIAA est appliquée entre sortie et entrée inverseuse de IC1 et comprend les deux réseaux parallèles R5-750 kΩ/C5-6,8 nF et R4-51 kΩ/C4-1,5 nF.

Nous rappelons qu'à l'enregistrement d'un disque, les fréquences aiguës sont amplifiées et inversement, les fréquences basses, atténuées. La courbe de réponse est donc, de ce fait, l'inverse de la courbe RIAA. La somme des deux (enregistrement et lecture avec correction RIAA) est donc pratiquement une droite, et dans le cas présent à ± 1 dB près.

Entre les points 3 et 4 nous trouvons un condensateur C2/3,3 nF servant de compensation en fréquence et supprimant les instabilités.

L'alimentation symétrique de ± 12 V est appliquée aux pattes 7 et 14.

Le signal amplifié et disponible à la

« pin » n° 1 est transmis par une résistance R6-100 kΩ soit au second étage IC2, soit à l'étage tampon équipé d'un transistor épitaxial 2N3391A monté en collecteur commun. La sortie en basse impédance de la modulation permet un enregistrement avec tout magnétophone sans problème d'adaptation.

Le potentiomètre de volume P1-100 kΩ intercalé entre IC1 et IC2 dose l'amplitude du signal et évite de saturer les étages suivants.

2° Le second étage préamplificateur reçoit, à son entrée, toutes les sources d'une chaîne HI-FI : cellule magnétique, tuner, micro, magnétophone (position lecture). Un commutateur permet de sélectionner l'une d'entre elles. La sortie enregistrement étant prise sur le point commun de ce commutateur, il est possible, à tout moment d'enregistrer le programme écouté.

La contre-réaction est ici du type linéaire et réalisée par la résistance R8-100 kΩ. En parallèle sur celle-ci nous remarquons un condensateur C9-100 pF dont le but est de réduire la bande passante et ainsi éviter tout accrochage HF.

Le condensateur servant de compensation en fréquence (pins 3 et 4 de IC2) est ici de 1,5 nF.

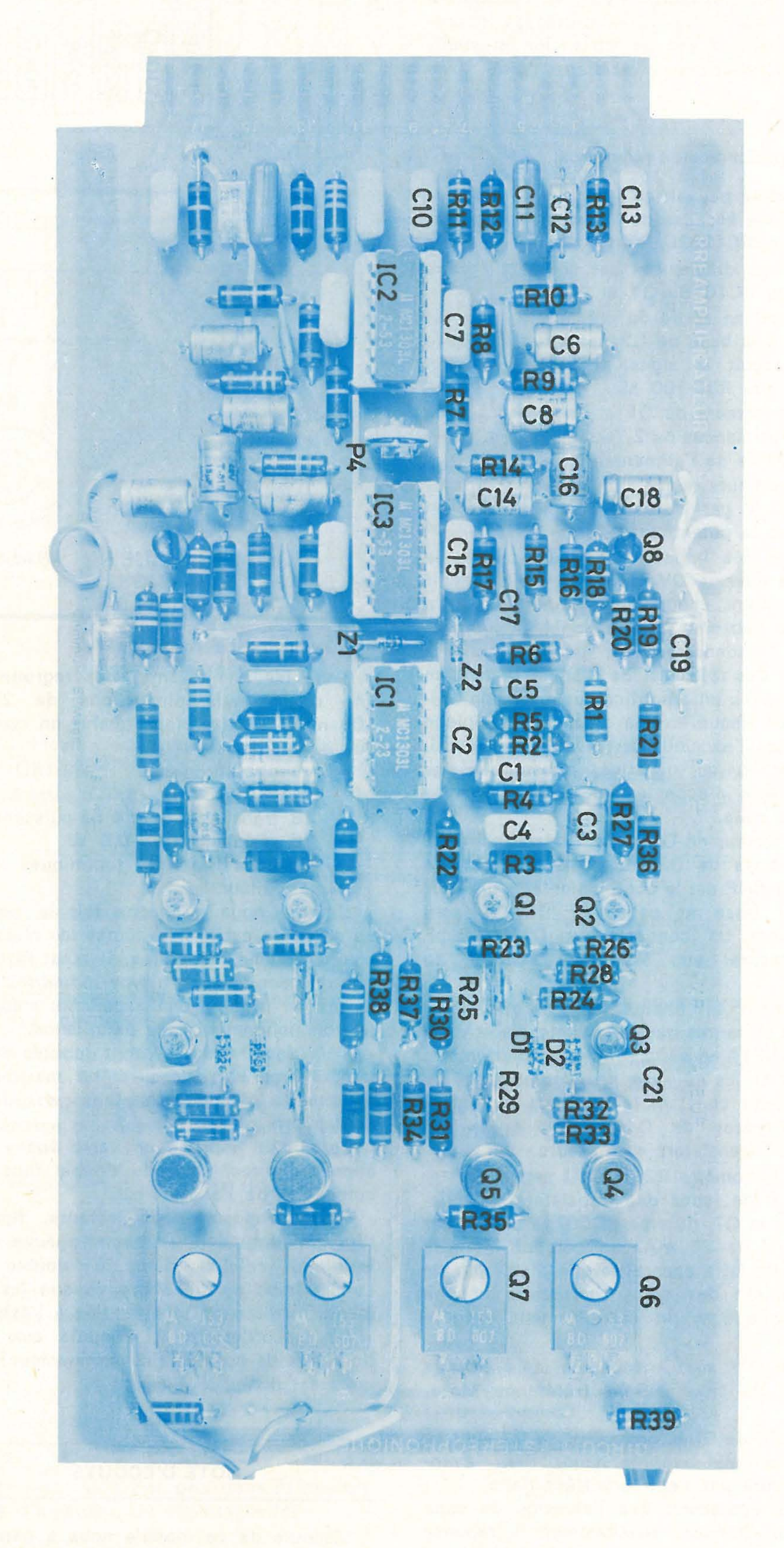
Le signal de sorte est appliqué au correcteur de tonalité par la résistance R10-100 kΩ. Celui-ci est classique et dérivé du Baxandall. Son action est très efficace et permet une dynamique de ± 18 dB pour les « Graves » comme pour les « Aigus ». La fréquence charnière se situe approximativement vers 1 kHz.

3° Si ce correcteur est énergique, il n'en constitue pas moins un excellent atténuateur. De ce fait, le signal recueilli en sortie sur le curseur de P3-1 MΩ est fortement affaibli. Cela explique la présence d'un troisième MC1303L, un chimique C14-1 µF applique le signal sur l'entrée non inverseuse de IC3. Celui-ci tout comme IC2 est monté en amplificateur de tension avec contre-réaction linéaire, rôle de R15-51 kΩ qui injecte une fraction du signal de sortie (pin 1) sur l'entrée inverseuse. Un condensateur C17-100 pF court-circuite également cette résistance R15 ; la limitation aux fréquences élevées permet d'améliorer nettement le bruit de souffle.

Une résistance R17-100 kΩ transmet la modulation au bloc de puissance par l'intermédiaire d'un condensateur C20- 10 µF.

4° Nous avons remarqué précédemment où était prélevé le signal pour l'enregistrement sur bande magnétique. Cependant, avant d'être injecté dans le magnétophone, celui-ci passe dans un étage tampon équipé d'un transistor très faible bruit du type 2N3391A. Si l'amplitude du signal ne s'en trouve pas modifiée (gain ⩲ 1), par contre nous disposons de ce signal en basse impédance sur l'émetteur de Q6, ce qui est appréciable et évite les désagréables surprises des impédances non concordantes avec l'entrée magnétophone.

L'alimentation symétrique ± 12 V nécessaire en fonctionnement des trois MC1303L est prélevée sur le ± 20 V alimentant le module amplificateur. Les résistances R37



Le condensateur de liaison C20-10 µF est soudé côté circuit.

Le module étant symétrique, nous avons repéré à la partie supérieure tous les composants par leur symbole électrique. Les valeurs nominales sont indiquées sur le schéma de principe.

Figure 2

et R38 de 150 Ω chacune chutent ces tensions, disons plutôt qu'elles maintiennent à leurs bornes l'excédent de 8 V. Les zéners Z1 et Z2 de 12 V/0,5 W protègent le préamplificateur en cas de surtension et stabilisent ces nouveaux potentiels ± 12 V.

II - L'amplificateur de puissance.

Celui-ci ne pouvait qu'être du type à entrée différentielle à cause de l'alimentation symétrique des MC1303L.

Cet étage différentiel est équipé de deux transistors BC107B (Q1 et Q2).

Le signal en sortie du préamplificateur est appliqué à la base de Q2, tandis que la base de Q1 reçoit le signal de contre-réaction transmis par R36-100 kΩ.

Les collecteurs de Q1 et Q2 sont chargés par des résistances de 2,7 kΩ placées dans la ligne positive de l'alimentation.

Les émetteurs réunis sont polarisés à partir du — 20 V par la résistance R24-1 kΩ en série avec le potentiomètre R25-10 kΩ.

Le rôle très important de celui-ci est de régler le niveau OV que l'on doit obtenir entre le point chaud du haut-parleur et la masse en l'absence de tout signal. La suppression du condensateur de liaison ampli/HP (dont un des rôles est de bloquer la tension continue dans un amplificateur à tension unique + U) risque en cas de mauvais réglage d'alimenter l'enceinte par une tension continue positive ou négative, chose que les haut-parleurs n'acceptent pas s'il s'agit de plusieurs volts.

Le collecteur de Q2 est en liaison continue avec la base de Q3, du type BC177B. Ce transistor PNP est le complémentaire du NPN BC107B. Base et collecteur de Q1 sont strapés par un condensateur C21-100 pF afin d'assurer une excellente stabilité au montage.

L'émetteur est chargé par une résistance R28-470 Ω, tandis que le collecteur voit deux diodes 1N914 en série avec un potentiomètre R20-470 Ω. Le rôle de ces composants est de maintenir constant le décalage du potentiel des bases de Q4-2N1613 et le Q5 2N2904A, transistors déphaseurs.

Le potentiomètre R29-470 Ω sert à ajuster le courant de repos des transistors de puissance Q6 et Q7, du type BD607, à une valeur de l'ordre de 25 mA, un courant moindre risquant de faire apparaître une distorsion de raccordement des deux alternances et une valeur supérieure un échauffement exagéré de Q6 et Q7.

Les BD607 sont encapsulés sous boîtiers plastique du type 199-04 (référence Motorola).

Emetteur de Q6 et collecteur de Q7 sont en liaison continue avec le haut-parleur, avantage procuré par l'entrée différentielle.

Notons également que l'absence de capa de liaison améliore sensiblement la réponse aux basses fréquences surtout si celle-ci est de faible valeur nominale.

Une résistance R39-150 Ω protège les transistors de puissance au cas où le câble HP se trouverait déconnecté lors du fonctionnement du module.

Notons enfin que la puissance annoncée est obtenue avec une charge de 8 Ω.

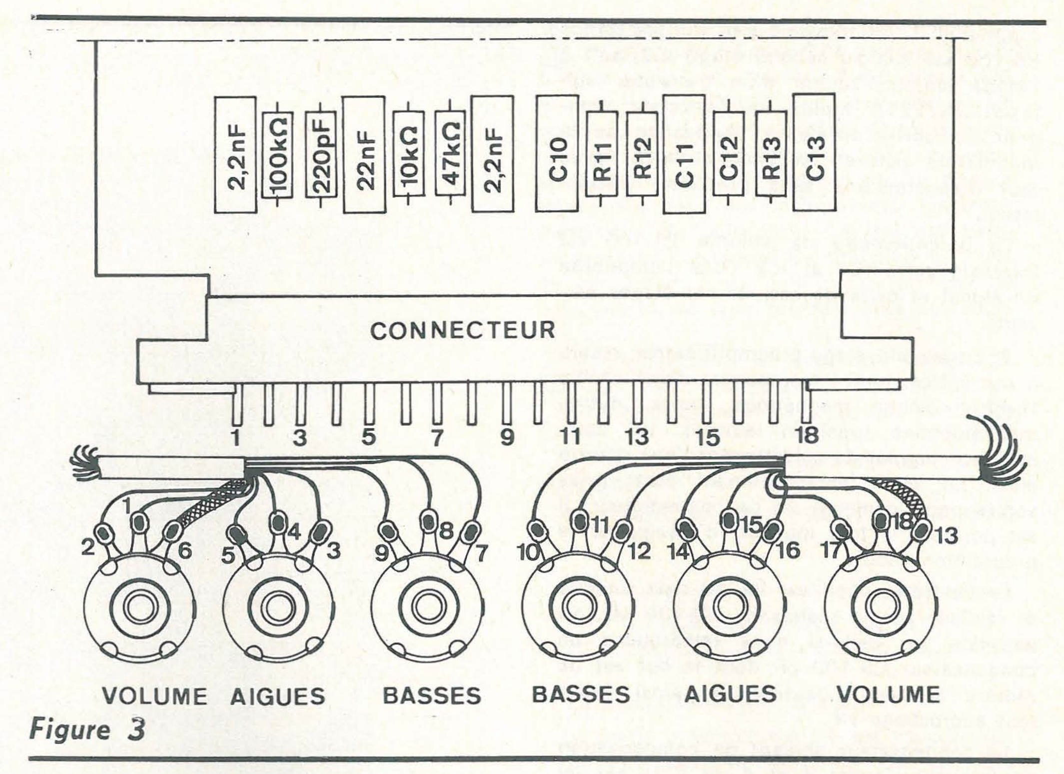


Figure 3

III - Présentation du module.

Tous les composants sont regroupés sur une platine aux dimensions de 210 × 100 mm, faible surface quand on considère que celle-ci reçoit :

— 3 circuits intégrés
— 4 diodes
— 16 transistors dont 4 de puissance
— 76 résistances de 0,5 W
— 42 condensateurs (chimiques et papiers métallisés).

Comme nous en avons fait la remarque au début de cet article, toutes les résistances sont à **couche métallique**, il n'est fait usage que de composants du type industriel, ce qui assure au module une excellente stabilité et un fonctionnement sans défaillance.

Tous les transistors sont montés sur des intercalaires afin d'assurer un maximum de rigidité, ce qui démontre le sérieux de cette réalisation.

Le circuit imprimé en verre époxy a fait appel à la technique du double face vu la compacité de l'ensemble.

Nous proposons aux lecteurs, **figure 2**, l'implantation des éléments sur le circuit imprimé, celui-ci étant à double face. La précision du tracé prouve que les documents de base ont été étudiés à l'échelle 2.

Le raccordement du module aux potentiomètres de contrôles sur connecteur 18 contacts est donné à la **figure 3**.

NOTE D'ECOUTE

L'écoute de ce module nous a permis de constater la qualité certaine de cet ensemble compact, due certainement pour une bonne part aux composants de premier choix.

Chargé par des enceintes Elipson BS50/2, la musicalité est très claire, les aigus fins et les basses profondes.

Nous avons été étonnés de ne pas voir de refroidisseur pour les transistors de puissance, cependant après une écoute à haut niveau prolongée, nettement supérieure aux besoins en appartement (à cause des voisins) ceux-ci ont très bien soutenu la torture. Il est vrai que les transistors BD607 ont une puissance dissipable de 87,5 W, alors pour un 15 W !

CARACTERISTIQUES DU MODULE

— **Préamplificateur-correcteur**

• 4 entrées : PU magnétique, tuner, magnétophone.

• 1 sortie enregistrement

PU magnétique : sensibilité 2 à 5 mV. Impédance 47 kΩ.

Tuner : sensibilité 100 mV. Impédance 100 kΩ.

• Correcteur de tonalité du type Baxandall
Basses : ± 18 dB
Aiguës : ± 18 dB

• Distorsion harmonique : < 0,1 %.

– **Amplificateur de puissance**

• Puissance efficace : 15 W par canal avec HP de 8 Ω.

• Impédance optimale : Z = 8 Ω.

• Tension d'alimentation : ± 20 V.

• Distorsion harmonique : < 0,1 %.

• Bande passante : 20 Hz à 50 kHz à ± 2 dB.

ATTENTION : Le schéma des 2 faces du circuit imprimé donnant le tracé des connexions sera donné dans notre prochain numéro.

Nota : M. B. Duval met à la disposition des lecteurs cette étude soit sous forme d'un kit complet, soit le module câblé et réglé.

Tarifs sur demande à : M. B. Duval, 1, villa Saint-Michel, 75018 Paris.

GRAND CONCOURS

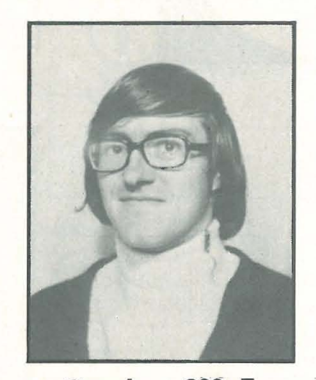
LES GAGNANTS DE FÉVRIER 73



1er prix : 500 F
J.-F. PAUTEX
de Toul
(compteur numérique universel)



2e prix : 300 F
Guy PIARD
de Roquemaure
(capacimètre de 5 pF à 10 µF)



3e prix : 200 F
Michel EDMOND-JOLY
de Toulouse
(régie de lumière modulée)

4e Prix : 100 F : **Patrick LEGRAY** de Lion-sur-Mer : Flash électronique. — 5e Prix : 100 F **Eric VAN RUYMBEKE** de Tournai (Belgique) : Télérupteur électronique. — 6e Prix : 100 F : **Christian DEZAN** de Vernouillet : Gradateur de lumière. — 7e Prix : 100 F : **Jean NOGARET** de La Canourgue : Dispositif de contrôle. — 8e Prix : 100 F : **Ahmed BENSAADA** de El Esnam (Algérie) : commande à clignotant.

RÈGLEMENT

1. **Tout lecteur ou abonné de** Radio-Plans peut participer à concours gratuit.
2. Ce concours porte sur la réalisation de montages électroniques facilement reproductibles par un amateur et utilisant du matériel courant. Ces appareils devront être une œuvre personnelle et les concurrents devront les avoir expérimentés.
3. **Les participants devront nous adresser : le bon de participation qu'ils** trouveront en bas de page ou le recopier, dûment rempli, une description du montage proposé, son fonctionnement et son emploi ; le ou les schémas et si possible les plans de câblage. En cas d'utilisation de circuits imprimés joindre le dessin des connexions gravées et l'implantation des composants ; une attestation sur l'honneur précisant qu'il s'agit d'un montage personnel n'ayant jamais fait l'objet d'une publication antérieure ; des photos de l'appareil réalisé.
4. Les documents, le bon de participation rempli ou recopié et l'attestation doivent être adressés avant le 15 mai 1973, le cachet de la poste faisant foi.
5. La liste des gagnants sera publiée dans notre numéro de juillet 1973, paraissant le 25 juin 1973.
6. **Les réalisations seront jugées par un jury compétent.**
7. Les prix, d'un montant total de 1 500 F, seront répartis comme suit :
   - **1er prix .... 500 F**
   - **2e prix .... 300 F**
   - **3e prix .... 200 F**
   - **5 prix de 100 F .... 500 F**

   Toutefois, le jury se réserve le droit de modifier cette répartition des prix dans le cas où il estimerait qu'il lui est impossible, sans faire preuve d'injustice, de départager les gagnants selon la distribution prévue.
8. Après une première sélection, il sera demandé aux concurrents de nous envoyer pour essai, leur maquette qui leur sera retournée après vérifications.
9. Les textes, schémas, photographies, même non primés, deviendront propriété de Radio-Plans et ne seront pas retournés. Il ne sera pas accusé réception des envois. Il est donc inutile de joindre un timbre pour la réponse.
10. Le seul fait de participer au concours implique l'acceptation de ce règlement.

BON DE PARTICIPATION - CONCOURS MAI 73

CONCOURS PERMANENT DES MONTAGES AMATEURS

NOM : ....

ADRESSE : ....

PROFESSION : ....

ATTESTATION

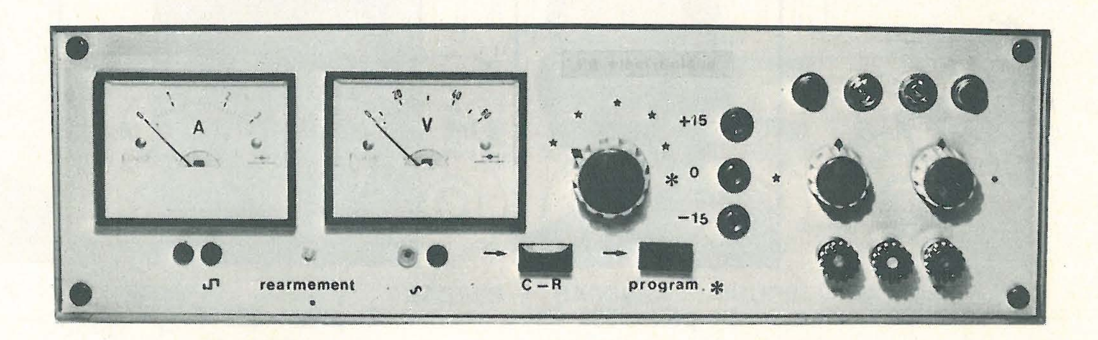
Je certifie sur l'honneur que l'appareil présenté par moi au concours de Radio-Plans est une étude strictement personnelle.

Signature :



ALIMENTATION STABILISÉE 0 à 60 VOLTS - 3 AMPÈRES

Pierre BUFFET



Pour obtenir une tension stabilisée sur une grande plage, on peut utiliser deux méthodes pour limiter la dissipation dans les ballasts :

— Commutation de la tension au secondaire du transformateur au fur et à mesure que l'on augmente la plage de tension de sortie.

— Découpage de cette tension secondaire par un thyristor en faisant varier l'angle de conduction de celui-ci.

C'est la première solution qui a été choisie, étant d'une part la plus facile et d'autre part exempte de parasites dus à la commutation franche du thyristor de la seconde solution.

On a divisé la tension secondaire en calibres de 12 volts efficaces. Ces calibres sont au nombre de 5 permettant donc de monter jusqu'à 60 V eff.

La tension stabilisée maximum est fixée à 60 V. La tension secondaire sélectionnée est redressée par un pont de 4 diodes et filtrée ensuite par un condensateur électrochimique de 5 600 µF/ 100 volts. La puissance à dissiper dans les 3 transistors ballasts doit être limitée à 80 watts environ.

La tension de référence est obtenue grâce à une diode zener ayant un coefficient de température le plus faible possible, le taux de régulation de l'ensemble n'en étant que meilleur.

L'amplificateur opérationnel µA 741 est utilisé comme amplificateur de comparaison. Le choix de cet élément a été dicté par des soucis de prix, de stabilité, de gain et de facilité d'achat.

Le schéma de base est celui donné à la **figure 1**. Les résistances R insérées dans les émetteurs des 3 transistors ballasts équilibrent les courants dans ces éléments. Les diodes et les résistances R6 protègent les entrées du µA 741 d'éventuelles surtensions.

On prélève une fraction de la tension de sortie au point milieu des résistances Rx et Ry et on la compare sur les entrées de l'amplificateur avec la tension de référence fournie par la diode zener, en fait, le zéro de l'alimentation, car la tension de référence est incluse dans la tension prélevée à la sortie.

L'information présente à la sortie du µA 741, dans le sens inverse de la variation de tension de sortie, attaque une cascade de transistors amplificateurs (2N1893 et 2N2905A). La tension obtenue est appliquée à un BC139 qui forme l'étage driver des transistors de sortie du type 181T2B.

Remarquons que le circuit µA 741 est alimenté sous ± 15 volts. Si l'on veut pouvoir régler la tension de sortie jusqu'à un minimum de 0 volt, il est nécessaire que le potentiel de référence soit proche de 0 également.

On arrive donc au schéma de la **figure 2** qui montre l'alimentation complète équipée de son disjoncteur dont nous allons parler.

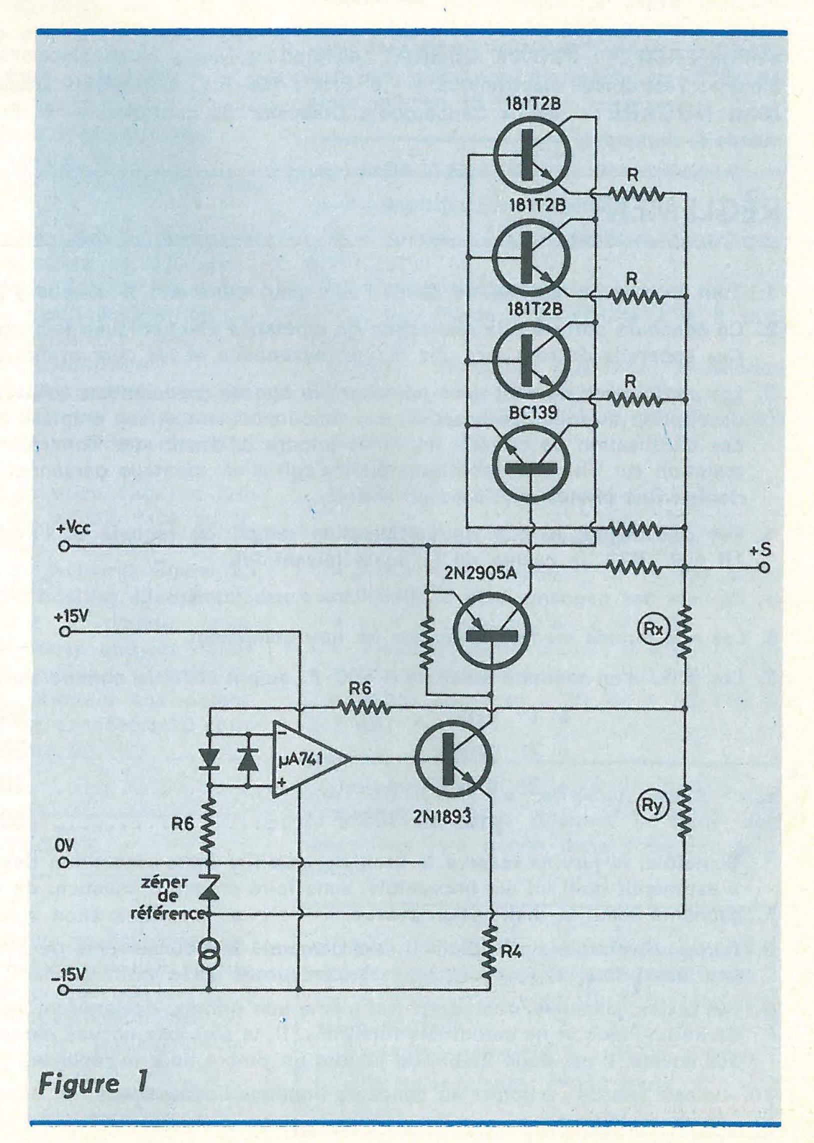


Figure 1

1er calibre	de 0V à 8V	Rx = 0	Ry = 22kΩ	
2 "	de 8V à 20V	Rx = 22kΩ	Ry = 22kΩ	
3 "	de 20V à 34V	Rx = 47kΩ	Ry = 22kΩ	
4 "	de 34V à 48V	Rx = 100kΩ	Ry = 22kΩ	
5 "	de 48V à 60V	Rx = 220kΩ	Ry = 22kΩ	
6 "	programmation	Rx = 0	Ry = 22kΩ (fixe)	

Rx et Ry : Résistances ajustables

Figure 2

LE DISJONCTEUR

Il ne s'agit pas ici d'un limiteur de courant de sortie mais bien d'un disjoncteur fonctionnant en tout ou rien. Dès que l'on atteint un certain courant de sortie, fixé à l'avance, le disjoncteur s'arme et la tension de sortie s'annule. Pour faire fonctionner à nouveau l'alimentation, il faut alors réarmer le disjoncteur.

On voit sur la **figure 3**, qui donne succintement le fonctionnement du disjoncteur, que là aussi un μA 741 a été utilisé. La comparaison est effectuée entre une tension de référence (dont on prélève une partie) et une tension prélevée aux bornes d'une résistance de 0,15 Ω, cette tension étant fonction du courant demandé à la sortie.

Lorsque l'on dépasse la valeur sélectionnée, le μA 741 bascule et amorce (par l'intermédiaire d'une diode zener) un thyristor qui va court-circuiter la sortie du μA 741 de régulation.

Le schéma définitf du disjoncteur est lui aussi reporté sur la figure 2.

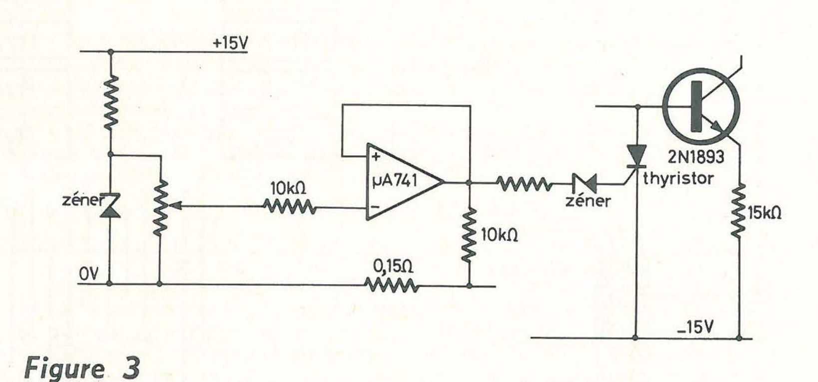


Figure 3

Modulation et programmation de l'alimentation

— Il est nécessaire quelquefois de pouvoir moduler l'alimentation, en particulier pour mesurer le taux de réjection dynamique d'un montage. Dans ce cas il suffit de moduler le retour de la boucle de contre-réaction. Cela est fait par la capacité de 10 μF et la résistance de 10 kΩ (voir figure 2).

— Il est utile de pouvoir visualiser l'état d'un niveau logique, mais pour alimenter une lampe ou un relais, il faut de la puissance. Grâce au montage proposé il suffit d'appliquer le signal logique sur l'entrée signaux rectangulaire et en sortie on obtient le même avec une tension variant de 0 à 60 V sous un débit de 3 A.

— Une autre possibilité est aussi offerte par cette alimentation. Si l'on dispose une source de tension comprise entre 0 et 60 V mais ne devant pas débiter, il suffit d'appliquer cette tension entre la masse et l'entrée programmation et on obtient ainsi la même sous forte puissance.

— La contre-réaction de l'alimentation est sortie, ce qui permet, lorsque l'on a de longs fils, de garder l'avantage d'une source de tension à faible résistance interne en plaçant la prise de la tension d'erreur sur la charge.

— On dispose sur la face avant de deux tensions + 15 V et — 15 V fixes, cela permet d'alimenter tous les circuits intégrés qui existent à l'heure actuelle. En effet on recouvre toutes les tensions possibles avec + 15 V ; — 15 V et 0 à + 60 V et particulièrement l'alimentation des circuits TTL en + 5 V sous fort débit ainsi que les MOS.

CARACTERISTIQUES DU TRANSFORMATEUR (figure 4)

On utilise des tôles de 1,6 W/kg aux dimensions de 105 × 126 mm. La section est carrée (43 × 43 mm) ce qui donne une section de fer de 18 cm².

Le nombre de spires par volt est fixé à 2,5 et la densité de courant est de 2,8 A/mm².

Primaire :

0-110 V 275 spires en fil 90/100°
110-127 V 43 spires en fil 90/100°
127-200 V 182 spires en fil 70/100°
200-220 V 50 spires en fil 70/100°
220-250 V 75 spires en fil 70/100°

Secondaire :

0-12 V 30 spires en fil 120/100°
12-24 V 30 spires en fil 120/100°
24-36 V 30 spires en fil 120/100°
36-48 V 30 spires en fil 120/100°
48-60 V 30 spires en fil 120/100°
0-17 V 42 spires en fil 60/100
17-34 V 42 spires en fil 60/100

Plage de tension	Valeur de Rx	Valeur de Ry
0 à 8 V	0	22 kΩ
8 à 20 V	22 kΩ	22 kΩ
20 à 34 V	47 kΩ	22 kΩ
34 à 48 V	100 kΩ	22 kΩ
48 à 60 V	220 kΩ	22 kΩ
Programmation	0	22 kΩ

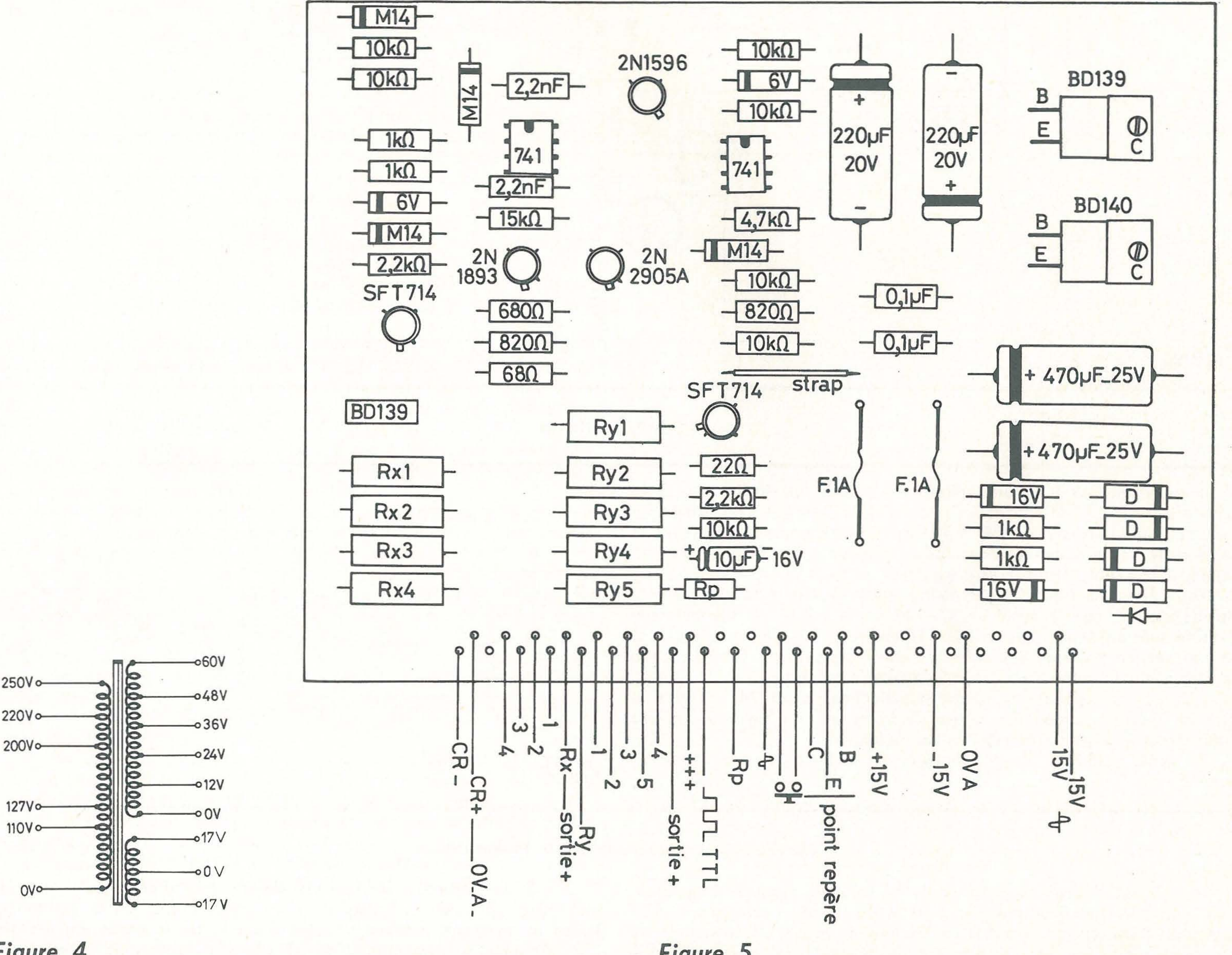


Figure 4

Figure 5

REALISATION

La photographie montre la façon dont a été réalisée mécaniquement cette alimentation. Une présentation similaire peut être adoptée.

Les éléments (hormis les transistors ballasts, condensateurs électrochimiques, transformateurs, etc.) sont implantés sur un circuit imprimé dont nous donnons à la figure 5 l'implantation des composants et à la figure 6 la gravure côté cuivre à l'échelle 1.

Valeurs de Rx et Ry :

Les valeurs à adopter pour Rx et Ry suivant la plage de tension désirée sont reportées dans le tableau ci-contre.

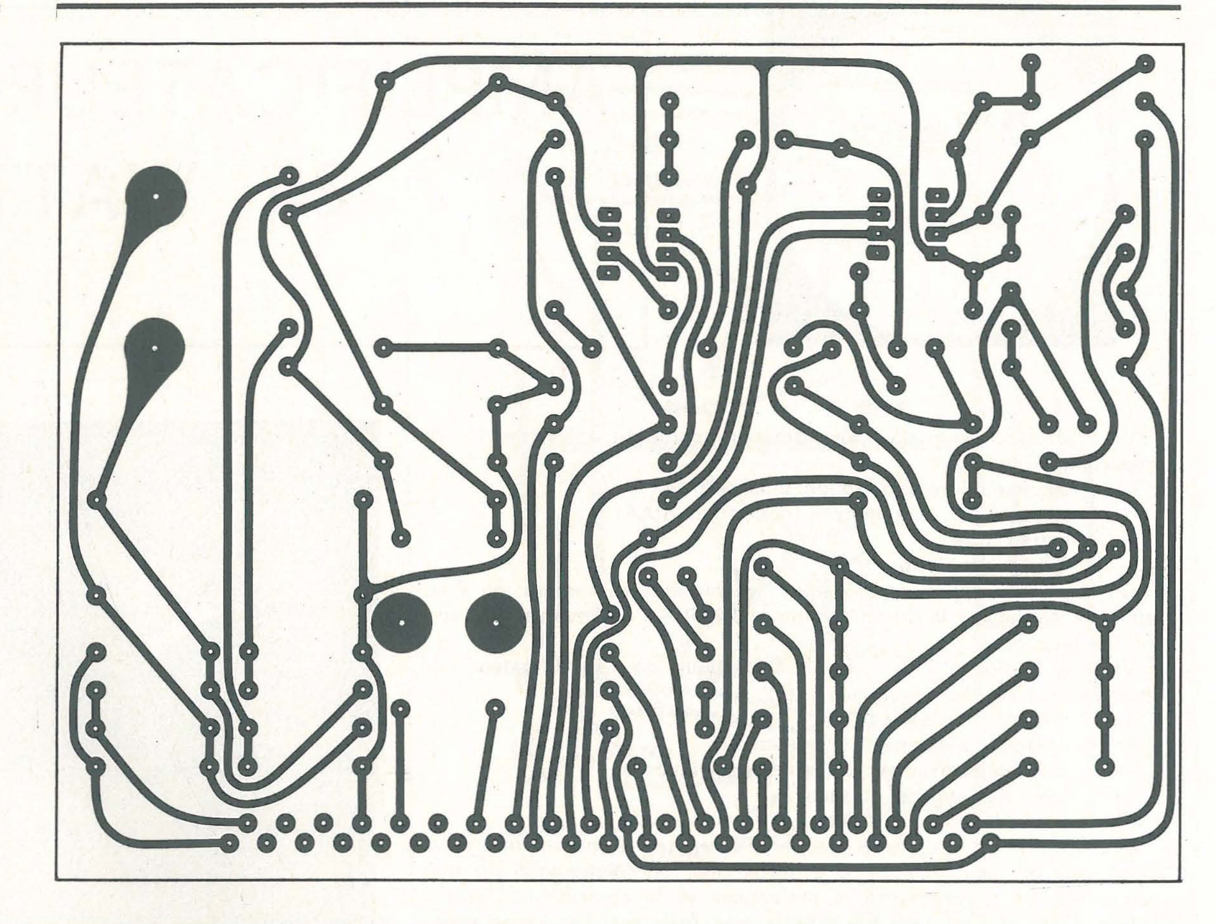


Figure 6



AMPLIFICATEUR MONO 25 WATTS

A. SARRAZIN

Voici la description d'un amplificateur mono de puissance 25 W comportant 6 entrées :

— 2 entrées micro (correction linéaire),
— 2 entrées P.U. magnétique (correction RIAA),
— 1 entrée tuner,
— 1 entrée auxiliaire.

Un inverseur placé sur chaque préamplificateur micro et P.U. permet de commuter la correction de LIN à RIAA ou inversement suivant les besoins.

Voici à la figure 1 le schéma synoptique de l'amplificateur sur lequel on peut voir les blocs suivants :

— 4 préamplis d'entrée,
— 1 préampli mélangeur à 6 entrées,
— 1 préampli correcteur « graves » « aiguës »,
— 1 amplificateur de puissance,
— 1 alimentation stabilisée.

Les sorties de puissance peuvent alimenter 2 haut-parleurs de 8Ω ou bien un seul de 4 Ω. Une sortie pour enregistrement sur magnétophone est prévue entre le mélangeur et le correcteur. L'amplificateur a été réalisé dans un châssis très résistant. Les commandes diverses sont en face avant et les prises d'entrée en face arrière.



Notre gagnant dans son laboratoire.

Préampli
Lin
RIAA
6 potentiomètres de mixage
de 500kΩ
Magnéto
enregistrement
Préampli
+20V
6 entrées
Préampli
Préampli
+20V
Préampli
Mélangeur
+23V
Puissance
Préampli
correcteur
Graves
Aigus
+20V
Ampli
de
Puissance
+53V
2xHP
de 8Ω
TUNER
Auxilliaire
+53V
+23V
+20V
-
Alimentation
Stabilisée
Secteur

Figure 1

Figure 2

Figure 3 A

LES PRÉAMPLIFICATEURS D'ENTRÉE

Ces préamplificateurs assurent la double fonction « entrée-micro » et entrée « P.U. magnétique ».

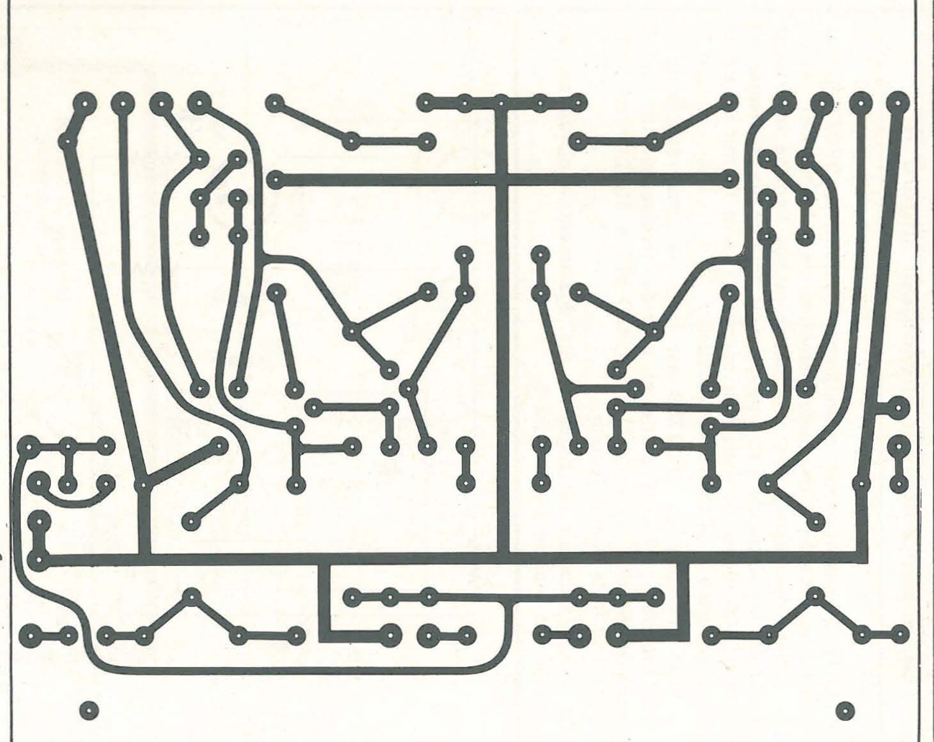
Leur schéma de principe est donné à la figure 2.

On remarquera l'inversion « LIN-RIAA » qui permet d'effectuer si besoin est la correction nécessaire dans le cas d'un P.U. magnétique. La tension d'alimentation est de 20 volts. Ces préamplificateurs sont composés chacun de deux étages utilisant des transistors NPN 2N2925. La contre-réaction de ces étages est effectuée par l'un ou l'autre des circuits commandés par l'inverseur.

L'implantation de ces préamplis est faite sur 2 circuits imprimés, chacun de ces circuits réunissent 2 unités préamplificatrices ce qui permet, dans le cas d'une autre utilisation, d'obtenir deux préamplis d'entrée stéréo.

La figure 3 montre les deux faces de ce circuit imprimé. Notons pour terminer que le + 20 volts est fourni par une diode zener implantée sur le circuit. La valeur de la résistance chutrice de cette zener, marquée Rx, sera fonction de la puissance de la diode utilisée. Cette résistance aura donc 53 — 20 = 23 volts à ses bornes. Le courant qui devra la parcourir devra être légèrement supérieur au courant de travail conseillé pour la diode zener utilisée.

Figure 3 B



Le préamplificateur mélangeur (figure 4)

Il utilise un amplificateur opérationnel courant, le SFC2709. Les 6 informations provenant des potentiomètres de mixage sont mélangées à travers des résistances et aboutissent sur l'entrée inverseuse du SFC2709. La sortie de cet amplificateur intégré va alimenter un transistor BC108 monté en collecteur commun qui va fournir un signal à basse impédance à sa sortie sur émetteur.

La contre-réaction du SFC2709 est faite par une résistance de 2,2 MΩ branchée entre la sortie et l'entrée inverseuse. Un circuit de compensation en fréquence (1,5 kΩ/470 pF) a été branché entre les points 1 et 8 de l'amplificateur.

Ce préamplificateur mélangeur a été également implanté sur un circuit imprimé montré à la figure 5.

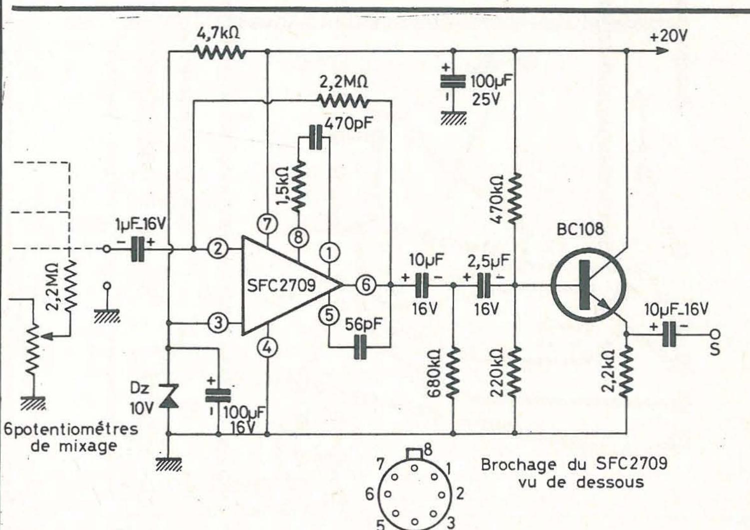


Figure 4

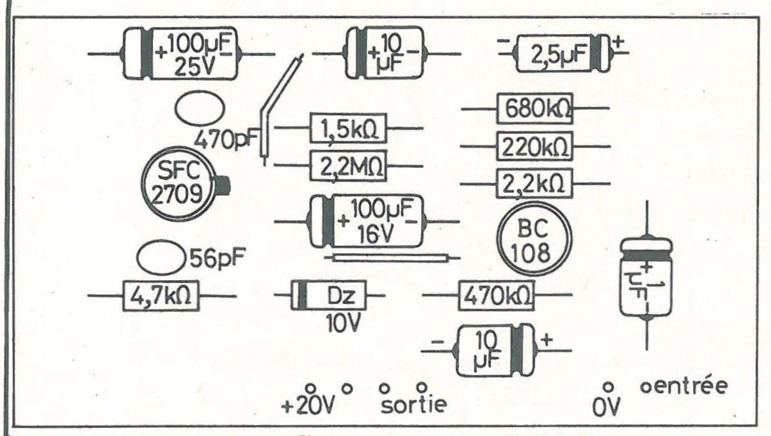


Figure 5 A

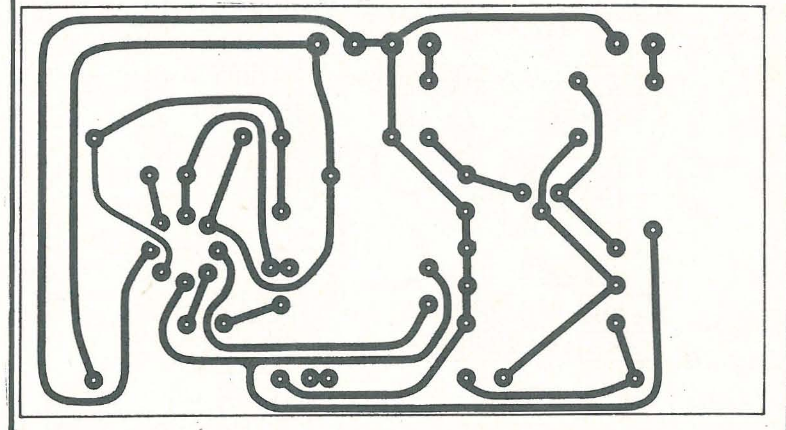


Figure 5 B

Le préamplificateur correcteur (figure 6)

A la sortie du mélangeur se trouve le potentiomètre de puissance qui va alimenter le correcteur composé de deux étages. Le premier étage, utilisant un BC108 est monté en collecteur commun et va attaquer le circuit correcteur proprement dit.

Le second étage (2N2924) sort le signal nécessaire à l'amplificateur de puissance.

L'alimentation se fait sous 23 volts, d'où obligation là encore d'utiliser une diode zener et une résistance chutrice. Ry sera déterminé comme Rx vu précédemment.

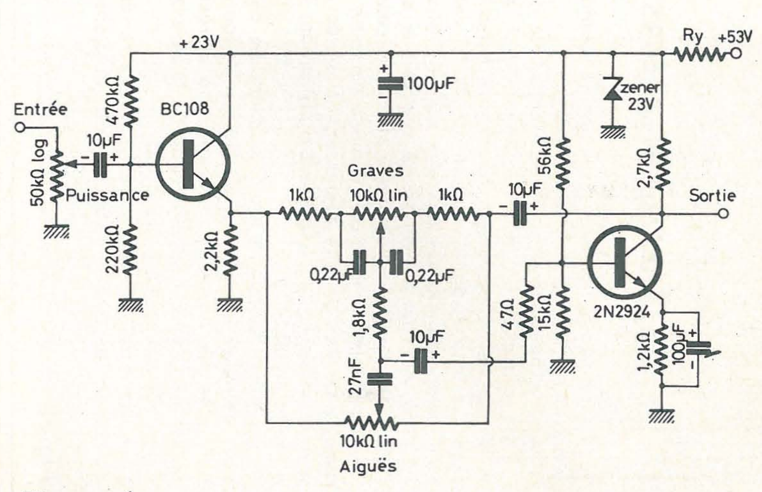
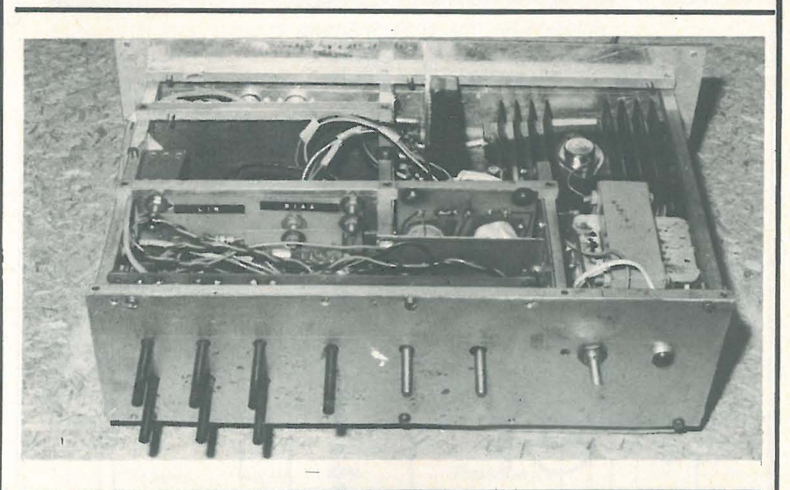
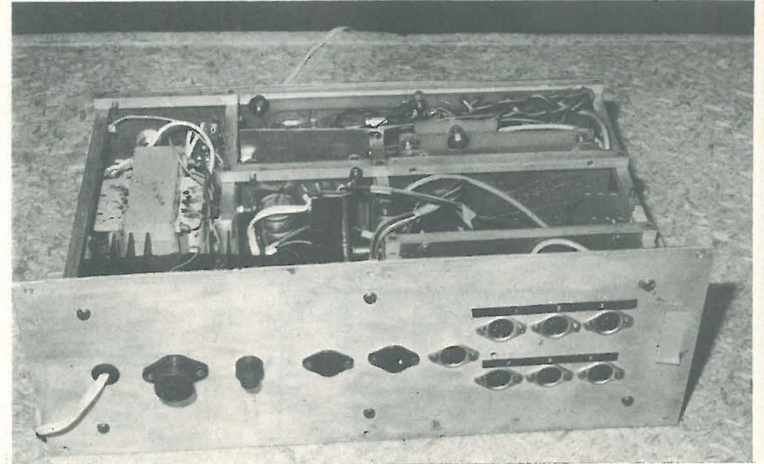


Figure 6





L'amplificateur terminé vu du côté face avant (haut) et du côté face arrière (bas).

L'amplificateur (figure 7)

Après un premier étage (2N2925) amplificateur, le signal est dirigé vers un second étage déphaseur (2N3053) qui permet d'alimenter les deux transistors driver (2N3053 et 2N4037) qui vont commander le push de sortie, formé de 2 transistors de puissance 2N3055. La sortie se fait par l'intermédiaire d'un condensateur de 2 500 µF.

La contre-réaction est effectuée sur deux plans : une contre-réaction faite par rapport au point de sortie avant condensateur et une autre contre-réaction n'agissant qu'en alternatif, prise à la sortie HP et reportée sur l'étage d'entrée.

L'implantation sur circuit imprimé est donné à la figure 8.

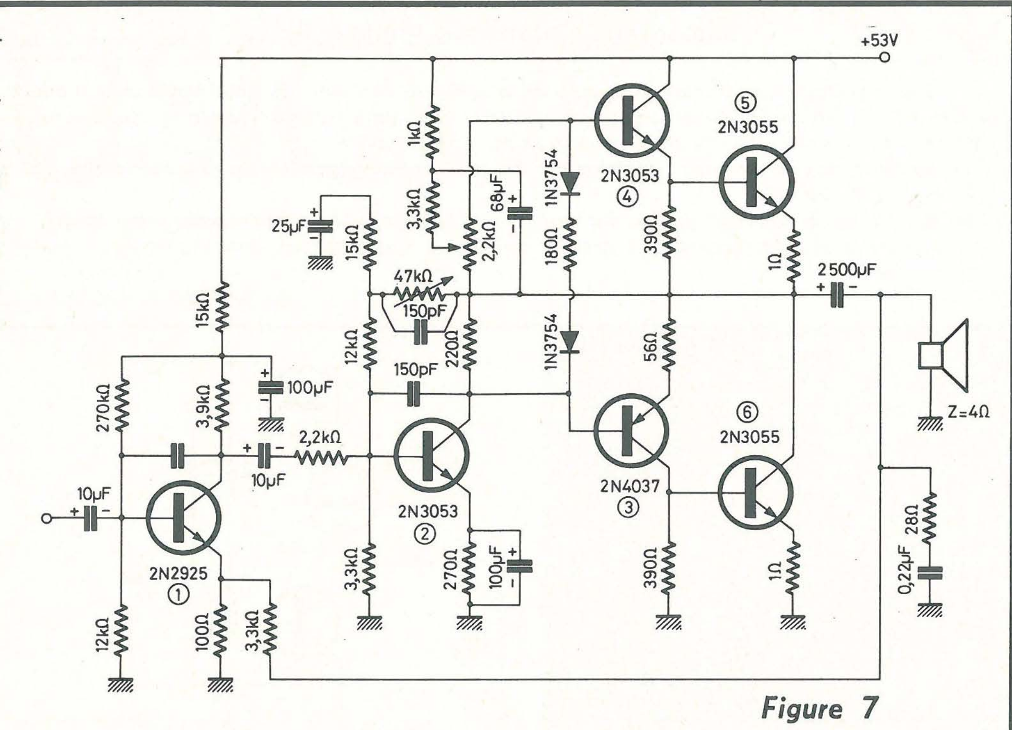


Figure 7

15kΩ
270kΩ
3,9kΩ
10µF 15V
3,3kΩ
2,2kΩ
15kΩ
12kΩ
220Ω
56Ω
68µF 25V
47kΩ
150pF
2,2kΩ
100µF_63V
2N2925
10µF 16V
Entrée
25µF 25V
12kΩ
100Ω
150pF
2N3053
3,3kΩ
270Ω
100µF 15V
2N4037
390Ω
2N3053
390Ω
3,3kΩ
1kΩ
1Ω bobinée 3W
0V
+53V
0,22µF
28Ω
1Ω bobinée 3W
2N3055
+2500 µF
0V
HP et 2500µF
C(Q6)
B(Q5)
E(Q5)
circuit de dépha.
2N3055
E(Q6)
B(Q6)
C(Q5)

Figure 8 A

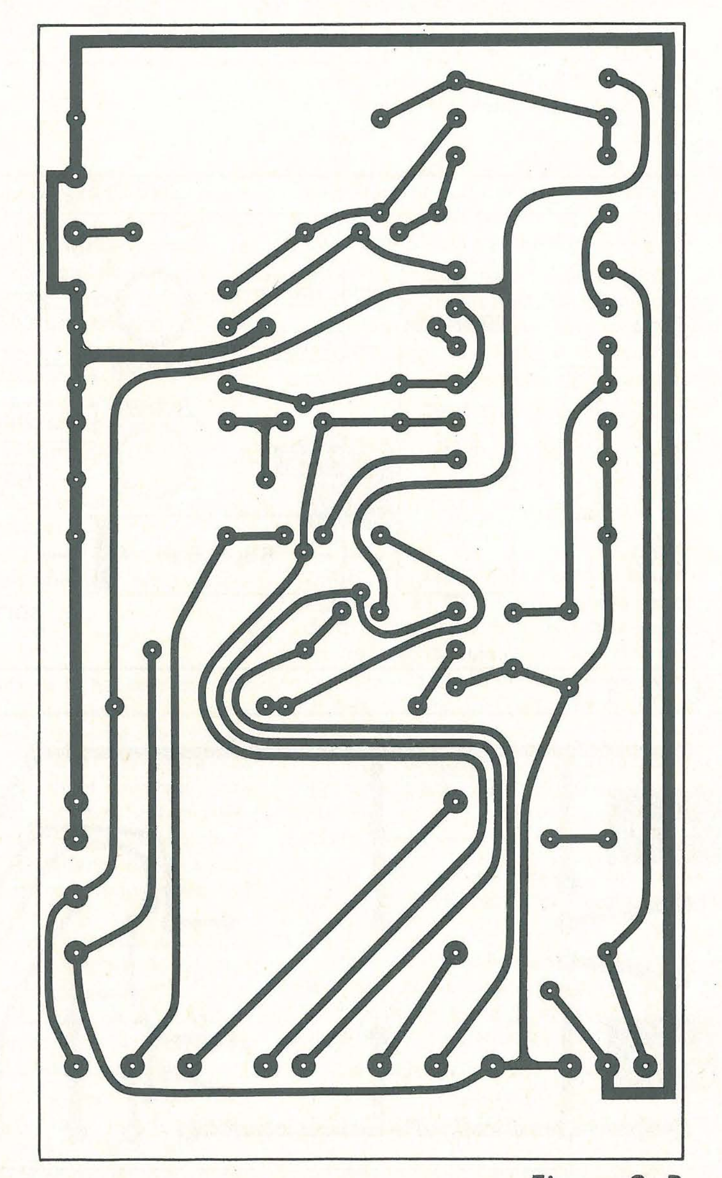


Figure 8 B

L'alimentation stabilisée (figure 9)

Elle est tout à fait classique et utilise comme élément de référence une diode zener de 15 volts. Là encore c'est le 2N3055, transistor très répandu et de bonnes performances, qui a été utilisé comme élément de puissance.

Le pont de redressement pourra être trouvé complet (moulé) ou être constitué de 4 diodes 2 A/200 V.

La figure 10 donne l'implantation sur circuit imprimé des éléments de cette alimentation, hormis les composants de grande dimension qui pourront être implantés à plat sur le châssis.

A. SARRAZIN (JCR).

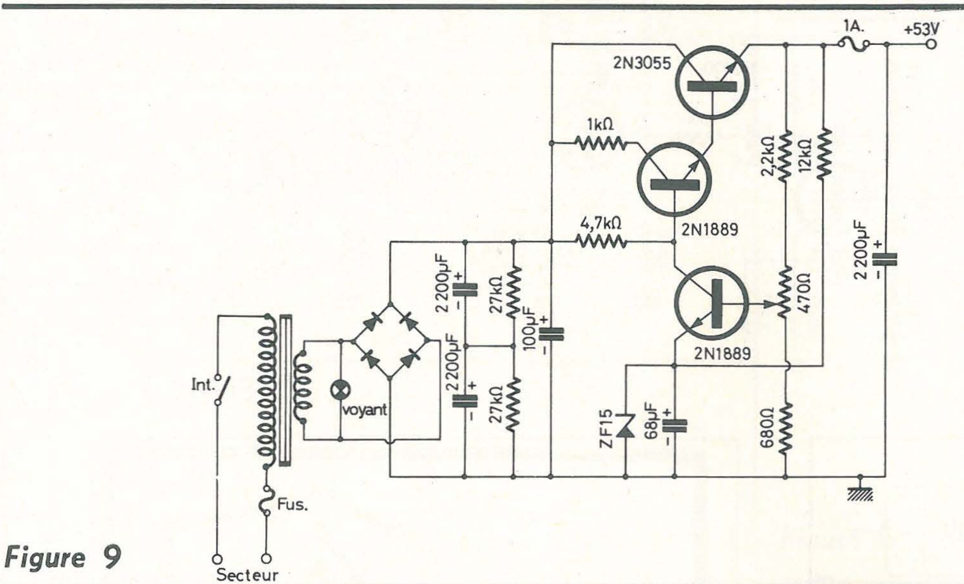


Figure 9

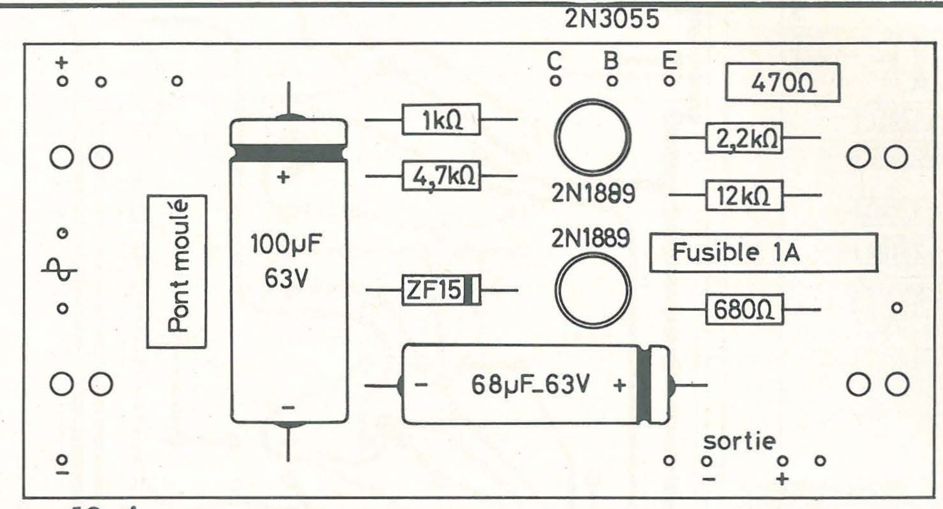


Figure 10 A

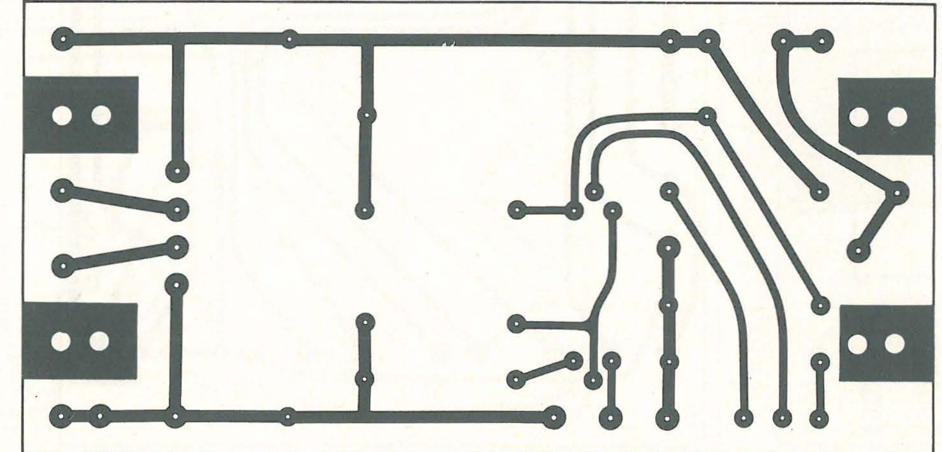


Figure 10 B

Si vous avez conçu et réalisé un appareil électronique, même très simple, vous pouvez gagner un prix à notre grand concours permanent de montages d'amateurs.

(Voir règlement page 57.)

MUSIQUE

TROMBONE A COULISSE ÉLECTRONIQUE

Par **H. NELSON**



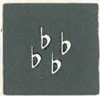
Introduction



Le vrai trombone à coulisse



Principe du trombone électronique



Dispositif électronique



Le problème de la commande des notes



Variante avec 2 octaves et 3 gammes



Le trombone à coulisse est un instrument à vent et l'énergie nécessaire à son fonctionnement est fournie par le souffle humain. Le réglage de la hauteur du son est effectué en modifiant la longueur du tuyau acoustique réalisé avec la coulisse. La variation du son est continue.

Dans la version électronique de cet instrument, il sera forcément nécessaire de conserver certaines caractéristiques importantes afin de justifier sa désignation de trombone à coulisse... électronique.

Cinq caractéristiques peuvent être considérées comme importantes.

1° forme et dimensions de l'instrument,

2° étendue de la gamme des sons reproduits,

3° mode de jeu,

4° timbre des sons

5° mode de variation de la hauteur du son.

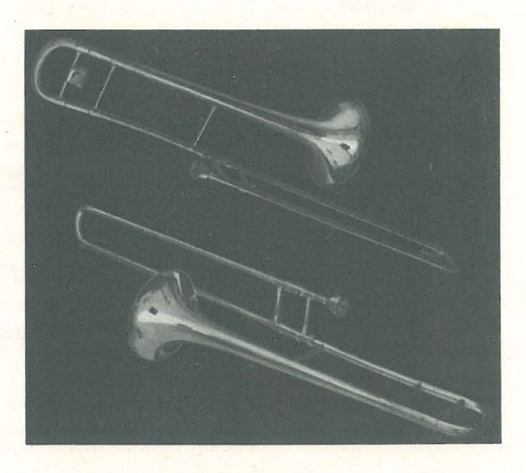
Parmi ces cinq caractéristiques, le choix dépendra des possibilités offertes par l'électronique, la mécanique et aussi le degré des difficultés que le constructeur amateur aura à vaincre pour réaliser cet instrument électronique dans des conditions raisonnables.

Après examen du problème nous avons retenu, pour le projet de cet instrument, les caractéristiques suivantes :

1° Forme et dimensions proches de celles du vrai instrument ce qui suffira à justifier le terme « trombone à coulisse ».

Le mécanisme à coulisse sera conservé étant donné qu'il est d'un effet spectaculaire incontestable et caractérise l'instrument.

2° La gamme des sons sera à peu près la même mais obtenue d'une manière différente car dans l'instrument réel c'est le souffle humain qui détermine en partie les notes émises.



3° Le mode de jeu sera conservé, l'exécutant passera d'une note à l'autre par le **mouvement de translation** du système à coulisse.

4° Le timbre des sons ne sera respecté que très approximativement mais en contrepartie, l'utilisateur aura la possibilité de choisir entre plusieurs timbres.

5° Le mode de variation des sons sera continu, autrement dit, on passera, par exemple d'un LA à un LA dièse progressivement.

Ceci fixé, voici d'abord quelques indications sur le trombone à coulisse authentique.



On l'a représenté schématiquement aux **figures 1 et 2**. On remarquera le pavillon A dont le diamètre de l'ouverture est de 20 cm environ, embouchure F, le tube replié EDC, le point de jonction des deux tubulaires C, le tube replié CBG se terminant par le pavillon.

La partie solidaire du pavillon A, composée du tube CBG est, évidemment mobile tandis que la partie solidaire de l'embouchure FEDC, est fixe.

Ce sont par conséquent, les tubes DC et CC' qui coulissent, leur point de jonction étant C.

De ce fait, l'exécutant, en tenant à la main la pièce transversale x ou y, peut allonger on raccourcir la longueur totale du tube comprise entre l'embouchure F et le pavillon A.

La longueur totale L de l'instrument est de 117 cm environ lorsqu'il est en position de maximum de longueur de la tubulure AF. Elle diminue de quelques dizaines de centimètres lorsque l'instrument est au minimum de longueur totale.

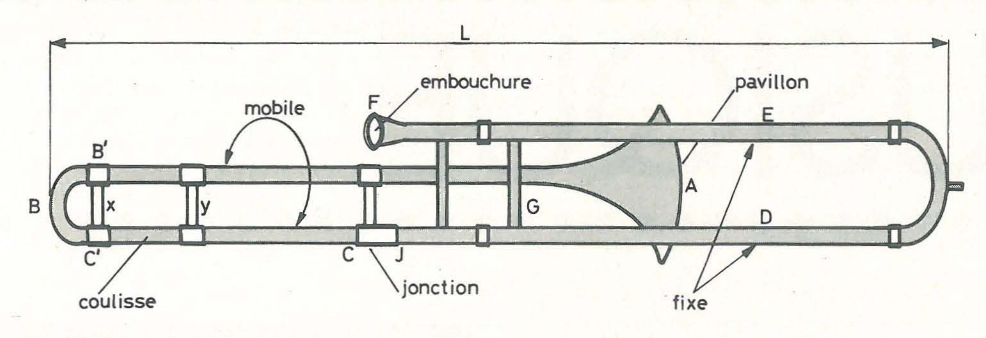


Figure 1

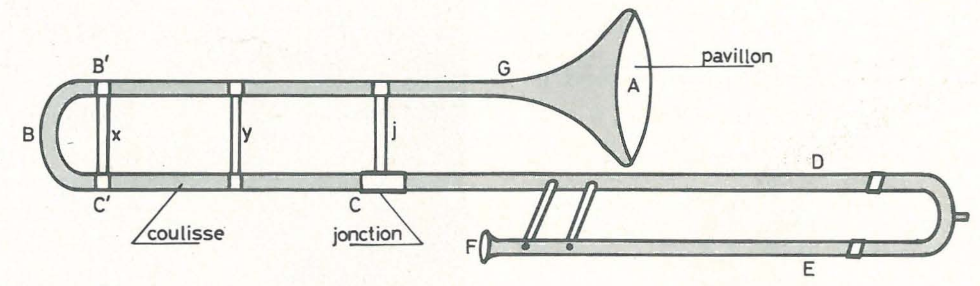


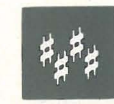
Figure 2

Sur la figure 2 il est visible que les tubulures fixe et mobile forment des plans différents.

Pour plus de détails, le meilleur moyen est d'examiner de près un instrument de ce genre, chez un commerçant spécialisé ou lors d'un concert, auprès d'un instrumentiste.

Remarquons toutefois que dans la version électronique, seul l'aspect général sera suivi, les détails de présentation n'ayant pas d'importance dans ce cas.

Ainsi, la valeur de l'allongement sera déterminée en fonction des résultats à obtenir et pourra être très différente de celle du vrai instrument. Le pavillon pourra être de plus fort diamètre pour y loger un haut-parleur



En consultant les ouvrages spécialisés, nous avons constaté que les étendues de leurs sons sont variées et dépendant de leur type : trombone alto, trombone tenor et trombone basse.

Il faudra donc choisir entre ces trois types.

Pour le type alto (le plus aigu) la note la plus haute est le **ré diese** à f = 621,66 Hz (mi bémol indice 6). La note la plus basse est à trois intervalles d'octaves plus bas.

Pour le type **ténor**, la note la plus haute est le **la diese** indice 3 à f = 465,98 Hz et la note la plus basse à 3 intervalles d'octaves plus bas.

Pour le type **basse**, la note la plus haute est **la indice** 3 à f = 440 Hz et la plus basse, trois octaves plus bas.

Pour ces trois types l'étendue totale serait, approximativement, du LA_0 à 55 Hz au RE diese indice 6 à 621,66 Hz, ce qui représente 3,5 intervalles d'octaves. Nous choisirons, à titre d'exemple, le type « basse », avec les notes comprises entre le LA_0 à 55 Hz et le LA_3 à 440 Hz, donc trois intervalles d'octave.

Cela comprend par conséquent (3 × 12) + 1 = 37 notes avec 36 intervalles de demi-tons.

Un allongement de la tubulure de N centimètres donnera par conséquent, un intervalle I de N/36 entre deux notes consécutives. Si N = 36 cm, I sera de 1 cm.

Le maximum de N est déterminé par la course du bras, ce qui représente au maximum 60 cm.

Si l'on prend N = 54 cm, il vient I = 54/36 = 1,5 cm ce qui est une bonne valeur pour jouer commodément de cet instrument électronique original.

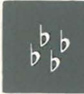
Au point de vue de la construction du corps de l'instrument, la caractéristique la plus importante pour établir son projet est la valeur N de l'allongement obtenu à l'aide de la coulisse. Des valeurs plus faibles seront admissibles.

L'embouchure, ne servira à rien et reposera, par exemple, sur l'épaule de l'exécutant pour évoquer le jeu avec le vrai instrument.

Reste à déterminer le dispositif électronique à adopter.

En premier lieu, il faut trouver un générateur donnant 37 notes d'une manière certaine. Il faudra ensuite, déterminer l'amplification nécessaire pour l'obtention d'une puissance comparable à celle fournie par le vrai trombone à coulisse.

On déterminera aussi, le circuit de timbre



Beaucoup de types de générateurs peuvent convenir : à multivibrateur, à oscillateur RC, LC, à battement, à transistor unijonction (UJT).

C'est ce dernier type de générateur qui nous a paru le plus indiqué dans le présent montage car il a fait ses preuves pour fonctionner sans défaillance sur un étendue de 36 demi-tons (37 notes).

Un excellent schéma est celui de la **figure 3.** Comme oscillateur on a adopté Q_1, un UJT de la marque General Electric type 2N2646 et comme amplificateur-adaptateur d'impédance, Q_2, un transistor bipolaire NPN type BC208B. Ces deux semi-conducteurs sont en vente chez la plupart des commerçants de composants électroniques.

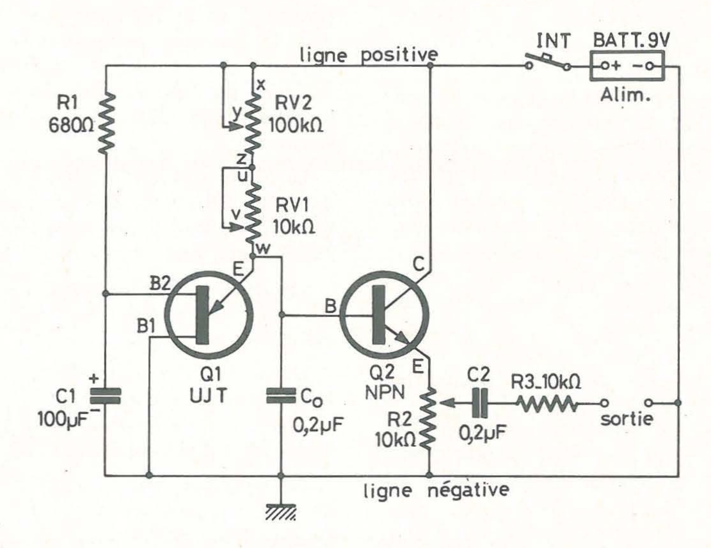


Figure 3

On remarquera, les trois électrodes de l'UJT : l'émetteur E et les deux bases B_1 et B_2.

La base B_1 est reliée directement à la ligne négative de masse tandis que la base B_2 est reliée à la ligne positive par l'intermédiaire de R_1 de 680 Ω. Elle est découplée vers la masse par C_1, un électrochimique de 100 µF 10 V service, la tension d'alimentation de cette partie (figure 3) étant de 9 V seulement, soit par exemple, deux piles de 4,5 V en série. L'émetteur E utilise un circuit RC pour obtenir la relaxation sur la fréquence f désirée.

La valeur de f est donnée par la formule approximative

$$f = \frac{a}{RC} \quad (1)$$

avec f en hertz, R en mégohms et C en microfarads, le coefficient a étant proche de 1.

Dans cette formule C est C_o de 0,22 µF et R est $RV_1 + RV_2$.

Soit par exemple à déterminer la valeur de R lorsque C et f sont données. La formule (1) peut s'écrire :

$$R = \frac{a}{fC}$$

Elle donne, avec f = 55 Hz, C = 0,2 µF et a = 1 :

$$R = \frac{1}{11} \text{ M}\Omega = 91 \text{ k}\Omega \text{ environ.}$$

Si, maintenant, f = 440 Hz, soit huit fois la valeur précédente, afin d'obtenir une étendue de 3 intervalles d'octaves, la valeur de R sera huit fois plus faible ce qui donnera R = 91/8 = 11,4 kΩ.

Il est donc facile de voir que RV_1 sera une résistance ajustable de l'ordre de 10 kΩ et RV_2 une résistance variable, commandée par le jeu de l'exécutant, ayant comme valeur 100 kΩ approximativement, sa valeur exacte étant déterminée expérimentalement.

Restera à voir comment réaliser pratiquement RV_2. Pour RV_1 il n'y a aucun problème à résoudre, on utilisera un potentiomètre ajustable de 10 kΩ.

Terminons toutefois l'analyse du schéma de la figure 3. Le signal engendré par l'oscillateur UJT, Q_1 est disponible sur l'émetteur de ce semi-conducteur. Il est transmis par liaison directe sur la base B de Q_2. Cela permet la transmission parfaite des signaux à toutes les fréquences et également la polarisation positive de cette base.

Le transistor Q_2 est monté en collecteur commun ce qui se reconnaît par la liaison du collecteur C, directement à la ligne positive d'alimentation et la sortie sur l'émetteur.

Grâce à ce montage, l'impédance de sortie est faible, de l'ordre de la valeur de P_2 = 10 kΩ, potentiomètre logarithmique au carbone. Le transistor Q_2 a aussi la fonction de séparateur entre la sortie et l'émetteur de l'UJT, donc tout branchement à la sortie d'un autre dispositif, n'aura pas d'influence sur le fonctionnement de l'UJT.

En continu, l'émetteur de Q_2 est séparé de la sortie par le condensateur C_2 de 0,2 µF qui, grâce à sa valeur, transmettra bien les signaux BF au dispositif suivant.

Celui-ci sera l'amplificateur mais si l'on désire un dispositif de variation des timbres des sons émis, on intercalera celui-ci entre la sortie du générateur (points de « sortie » figure 3) et l'amplificateur que l'on aura choisi.

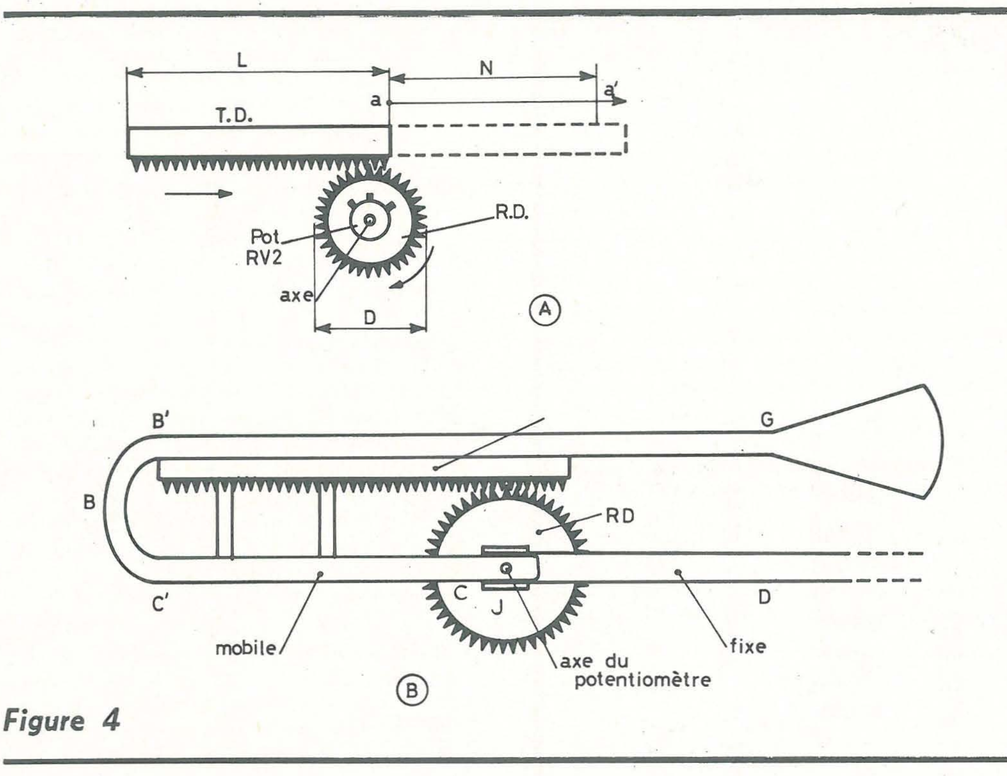


Figure 4

Voici les valeurs des éléments : $R_1 >$ 680 Ω, R_2 = 10 kΩ potentiomètre, R_3 = 10 kΩ C_o = 0,2 µF, C_1 = 100 µF 10 V, C_2 = 0,2 µF, batterie 9 V, interrupteur facultatif ; RV_1 10 kΩ ajustable, RV_2 voir texte plus loin, potentiomètre de 100 kΩ de forme spéciale.



Il s'agit de déterminer les caractéristiques d'un dispositif mécanique permettant de faire varier la résistance d'un potentiomètre de 100 kΩ, entre zéro et le maximum, en agissant sur le système à coulisse de l'instrument.

La mécanique offre de nombreux moyens de transformation d'un mouvement rectiligne de l'ordre de 50 cm, en un mouvement circulaire ou rectiligne d'amplitude donnée. On dispose actuellement de potentiomètres à rotation de 300° environ et de potentiomètres à mouvement rectiligne dont la course est de quelques centimètres (4 à 7 cm environ).

En choisissant un potentiomètre de 100 kΩ, il faudrait qu'il se règle du minimum au maximum lorsque l'exécutant effectue le mouvement rectiligne avec la coulisse du trombone.

Voici à la **figure 4** une solution avec potentiomètre rotatif.

En (A) on voit que le potentiomètre RV_2 de 100 kΩ, avec ses trois points de branchement x y z (x relié à y) et son axe. Sur ce dernier est monté une roue dentée RD tournant solidairement de l'axe. Son diamètre est D, les dimensions du potentiomètre n'ayant ici aucune importance dans le calcul.

Cette roue dentée pourra tourner lorsqu'elle est commandée par le mouvement rectiligne de la tige dentée TD. Il va de soi que les deux séries de dents doivent s'adapter entre elles. De cette façon lorsque TD glisse vers la droite, la route tourne dans le sens des aiguilles d'une montre. Ce dispositif peut être réalisé avec des pièces de jeu de construction mécanique.

Soit N < L la course de TD. Il faut que RD tourne de l'angle en degrés correspondant à la variation totale de sa résistance. Soit 300° ce nombre de degrés. Pour éviter des chocs en fin de course, on n'admettra qu'une rotation de 270° donc 90 kΩ de variation.

Si D est le diamètre de la roue, sa longueur de circonférence est πD ou 3,14 D. Cette longueur est valable pour 360° donc pour 270°. La rotation d'un point de la circonférence de RD sera donné par

$$B = \frac{270}{360} \pi D = 0,75 \,.\, 3,14 \text{ D}$$

Il faut donc que l'on ait B = N.

Prenons N = 40 cm (au lieu du maximum admissible de 55 à 60 cm indiqué plus haut). On aura alors :

$$N = B = 3,14 \text{ D} \,.\, 0,75 = 40 \text{ cm}$$

ce qui donne

$$D = \frac{40}{3,14 \,.\, 0,75} = 17 \text{ cm}$$

Si on ne trouve pas de roue dentée de 17 cm ce qui sera généralement le cas, on adoptera celle dont le diamètre D sera le plus proche de cette valeur.

Soit par exemple D = 20 cm. On déterminera alors N en fonction de cette valeur de D.

On a trouvé plus haut N = 0,75 . 3,14 D. En remplaçant D par sa valeur, 20 cm, on

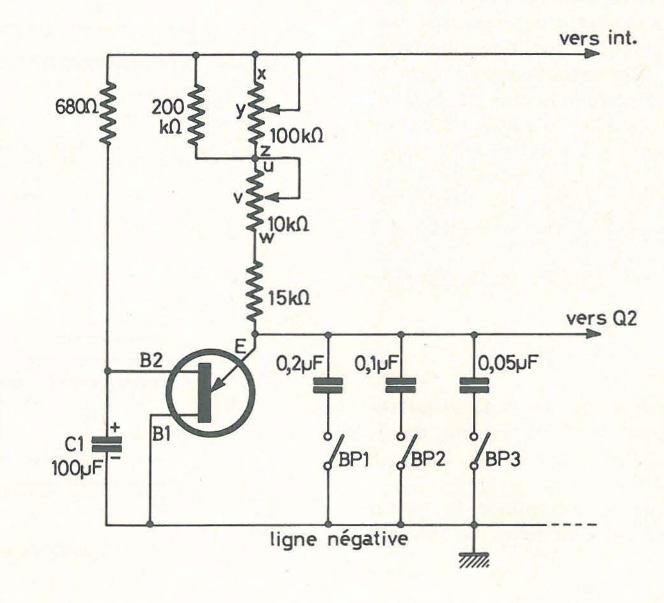


Figure 5

trouve N = 47 cm, valeur de la course de TD admissible.

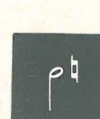
La tige TD sera un peu plus longue que N

En examinant le dessin de l'instrument (figure 1 et 2) et en décidant que TD soit mobile, on voit que l'on devra rendre cette tige dentée solidaire de la partie mobile C'C et l'axe du potentiomètre fixe, de la partie fixe CD. Pratiquement si le tube C'C entre dans le tube CD, on fixera la tige dentée sur la partie B'G solidaire de C'C et le potentiomètre sur la jonction fixe J comme nous le montrons à la figure 4 (B).

Le potentiomètre de 100 kΩ devra être de très bonne qualité, par exemple à piste moulée et du type linéaire. Il devra être très progressif afin d'obtenir des notes justes. La course de la partie mobile du trombone sera limitée par des butées robustes pour éviter de détériorer le potentiomètre.

Au cas où l'on désirerait a même course avec des notes moins serrées, il suffira de réduire le nombre des intervalles d'octave, de 3 à 2 et même à un seul intervalle (13 notes).

Le potentiomètre RV_2 sera alors de moindre valeur, par exemple de 50 kΩ ou 30 kΩ.



Un moyen d'obtenir un vaste étendue de sors est de procéder par commutation de la capacité C_o qui a été fixée primitivement 0,2 µF.

On a vu que si l'on part de LA indice 0 à f = 55 Hz et si C_o = 0,2 µF, la valeur de R = RV_1 + RV_2 réglées convenablement sera R = 91 kΩ. Si maintenant, on choisit comme note la plus haute le LA indice 2, à f = 4 . 55 = 220 Hz on aura, d'après la formule f = 1/(RC), R = 91/4 = 22,75 kΩ qui nous arrondirons à 22 kΩ. Il faut donc que R varie entre 22 kΩ et 91 kΩ soit, une variation de 91-22 = 69 kΩ. Comme cette valeur est difficile à trouver, on prendra encore un potentiomètre de 100 kΩ mais il sera shunté entre les points x et z (voir figure 3) par une résistance fixe de 200 kΩ.

D'autre part RV_1 se composera d'une résistance variable de 10 kΩ en série avec une résistance fixe de 15 kΩ, avec réglage vers 22 kΩ de cet ensemble série.

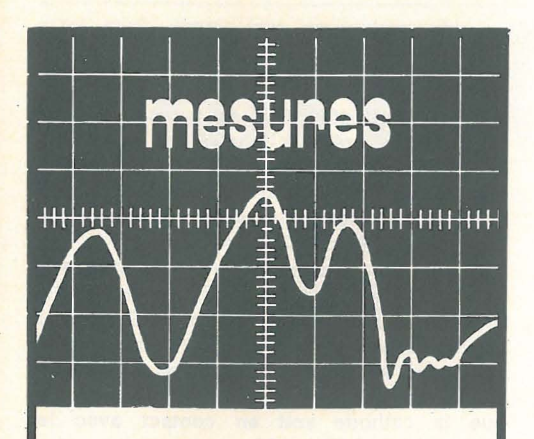
Pour obtenir l'octave haute suivante, soit du LA indice 1 (f = 110 Hz) au LA indice 3 (f = 440 Hz) on devra prendre C_o = 0,1 µF au lieu de 0,2 µF. Enfin un autre commutation de C_o avec 0,05 µF, donnera la gamme comprise entre LA indice 2 (f = 220 Hz) ou LA indice 4 (f = 880 Hz).

Des notes plus hautes ne conviennent pas à un trombone à coulisse mais on pourra en prévoir si on le désire.

Le montage de la figure 3 deviendra alors celui de la figure 5. On donnera, par la suite l'analyse des montages de timbres.

F. JUSTER





RÉALISATION D'UN MESUREUR DE RAPPORT D'ONDES STATIONNAIRES

Il s'agit d'un appareil pouvant rendre les plus grands services dans la mise au point des antennes et leur adaptation, des émetteurs, et éventuellement des coupleurs interposés entre étage final et feeders d'alimentation.

On sait, en effet, que lorsqu'un câble d'impédance sur une charge non inductive se referme sur une charge non inductive de même valeur, toute l'énergie appliquée à l'autre extrémité se trouve aux pertes de la ligne près, dissipée dans ladite charge. C'est la définition d'un régime d'ondes progressives. Si cette charge est une antenne, on se trouve dans les conditions de fonctionnement idéal puisque toute l'énergie se trouve appliquée à l'antenne et rayonnée par celle-ci. Si, au contraire, cette charge diffère de l'impédance du câble, une partie de l'énergie, d'autant plus notable que la disparité est plus grande, après avoir atteint la charge, tend à revenir à son point de départ, ce qui donne naissance à un régime d'ondes stationnaires.

Si la différence entre l'impédance de la charge (l'antenne) et celle du câble est faible, le régime d'ondes stationnaires est réduit et la puissance réfléchie (donc perdue) modérée. Mais dans le cas d'une disparité importante, le régime d'ondes stationnaires est lui-même important, et la puissance réfléchie notable. En effet, les tensions alternatives cheminant le long du câble dans le sens direct « rencontrent » les tensions réfléchies, qui n'étant pas en phase, s'ajoutent aux première ici, ou s'en retranchent là, créant, ce qui est le contraire d'un régime d'ondes progressives, une accumulation d'énergie en certains points à un instant donné. Plus la somme ou la différence de ces tensions est importante et plus grand est le rapport d'onde stationnaires ou ROS — ou plus couramment TOS qui s'exprime par la formule suivante :

$$\frac{E + e}{E - e}$$

où E représente la tension directe et e, la tension réfléchie. Il s'ensuit que plus e se rapproche de E, plus le taux d'ondes stationnaires est élevé, et la puissance rayonnée par l'antenne qui, dans la pratique, est la charge de tout émetteur, est faible, donc connaissance de la puissance réfléchie est d'un grand intérêt pour l'amateur qui veut tirer de sa station le meilleur rendement et la logique conduit tout naturellement à faire en sorte que cette énergie perdue soit le plus faible possible. C'est pour apprécier la puissance directe et la puissance réfléchie qu'ont été réalisés sous différents aspects, mais toujours selon les mêmes principes, des appareils appelés TOS-mètres dont nous allons donner ci-dessous un exemple de réalisation.

Principe de fonctionnement

La **figure 1** représente le circuit électrique de l'instrument. L'entrée et la sortie sont constituées par deux connecteurs coaxiaux caractérisés par une impédance adaptée à celle de la ligne de transmission (habituellement égale à 50 ou 75 Ω).

La prise d'entrée est reliée à un morceau de câble coaxial identique au câble utilisé pour la descente d'antenne, privé cependant

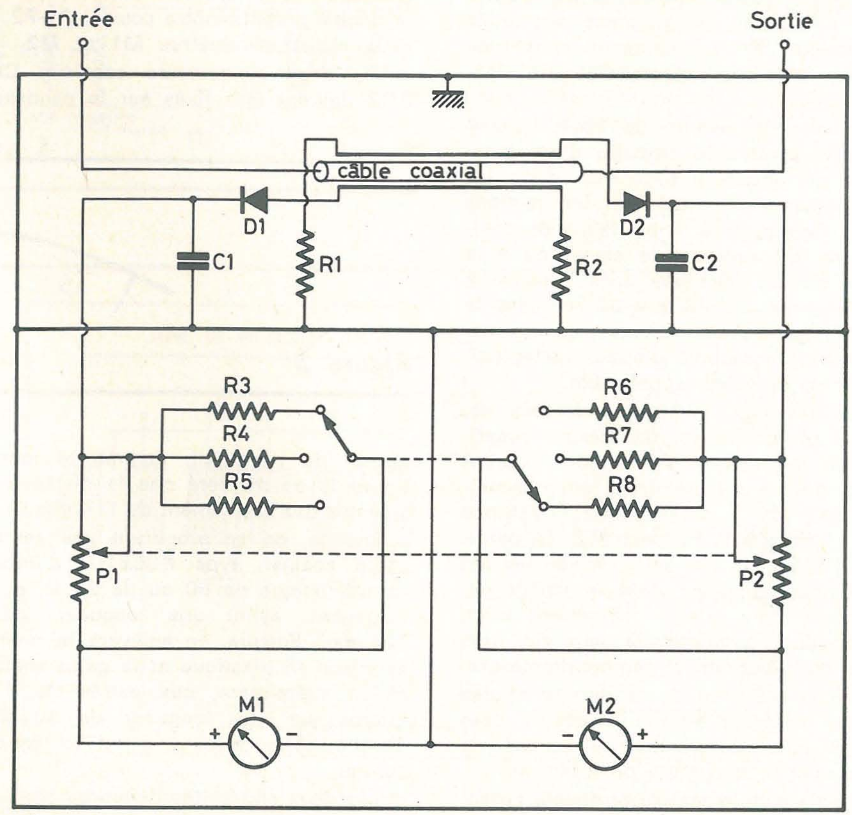


Figure 1

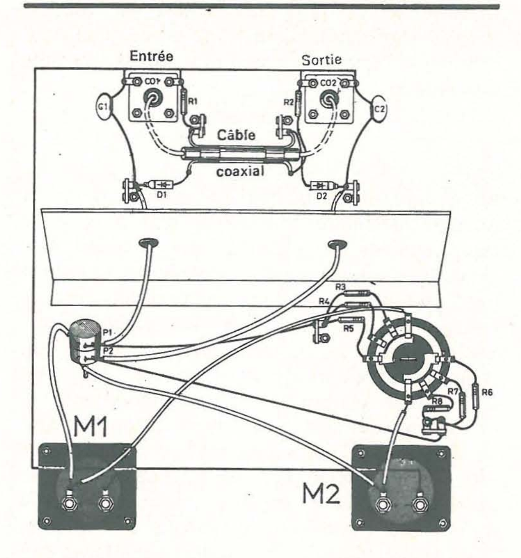


Figure 2

du revêtement isolant extérieur et de la gaîne métallique, ayant une longueur déterminée. Les deux connecteurs — en outre — devront être disposés à une distance préétablie, avec le maximum d'exactitude, du fait que de celle-ci dépend la précision des mesures.

Parallèlement à la section de câble coaxial, de part et d'autre et parallèlement au diamètre de la section de câble sont tendus deux segments de conducteur de cuivre. Ces derniers sont le siège d'une tension induite quand un signal haute fréquence traverse le câble.

Les deux sections de conducteur de cuivre sont toutes deux reliées à la masse à travers deux résistances de charge R1 et R2 disposées aux deux extrémités opposées. L'autre extrémité de chacun des segments est reliée à une cellule de redressement constituée d'une diode et d'une capacité (D1-C1) (D2-C2).

En pratique, la section de câble coaxial se comporte comme le primaire d'un transformateur qui induit une tension dans les deux secondaires constitués par les sections de cuivre. Cela précisé, il est facile de comprendre que D1 redresse le signal dû à la puissance directe rayonnée dans l'espace à travers l'antenne, tandis que D2 redresse le signal dû à la puissance inverse, qui se manifeste quand le rapport d'ondes stationnaires (TOS) est de valeur appréciable.

Chacun des deux signaux redressés est appliqué à un instrument de mesure constitué par un microampèremètre pour courant continu à bobine mobile ayant une sensibilité de 200 μA, à travers une résistance variable P1 pour M1, P2 pour M2. En parallèle sur chacune de ces deux résistances est disposée une résistance dont la valeur est choisie parmi trois valeurs différentes, selon la position du commutateur à deux vis, trois positions, qui détermine la gamme de mesure.

Grâce à la présence de ce dernier et des résistances en parallèle, le dispositif peut être réglé pour différentes puissances de sortie jusqu'à un maximum de 2 000 W.

Si on règle simultanément le double potentiomètre P1 et P2 et le commutateur de manière à obtenir la déviation totale de l'aiguille de M1, mesurant ainsi la puissance directe relative, M2 indique directement sur sa propre échelle la valeur du rapport d'ondes stationnaires.

Naturellement, il s'agit en substance de deux circuits parfaitement symétriques entre eux, puisque R1 et R2 présentent la même valeur (en relation avec l'impédance de la ligne d'antenne) ainsi que C1 et C2 ; de même pour les couples de résistances R3-R8, R4-R7 et R5-R6. La seule différence entre les deux circuits de mesure consiste dans le fait que la phase du signal prélevé par les deux conducteurs qui servent de secondaire par rapport à la section de câble coaxial est opposée dans les deux circuits symétriques.

Réalisation

Comme la section de câble coaxial a été privée de sa gaine, afin d'éviter un indésirable rayonnement du signal, toute la partie de l'instrument constituée par ce câble, les deux conducteurs parallèles, les résistances R1 et R2, les capacités C1 et C2, les diodes D1 et D2 et les deux correcteurs coaxiaux d'entrée et de sortie doit être enfermée dans un coffret métallique relié directement à la masse de l'émetteur à travers la gaine métallique du câble coaxial qui connecte la sortie de l'émetteur à l'entrée de l'instrument.

En conséquence, il conviendra de réaliser l'appareil dans un boîtier métallique, de dimensions convenables, divisé en deux sections par écran, comme on peut le voir sur la figure 1 en traits gras. Les éléments énumérés plus haut sont situés dans la partie supérieure. Dans la partie inférieure, au contraire, sont disposés le commutateur à deux voies, trois positions auquel aboutissent les résistances R3, R4, R5, R6, R7 et R8, le double potentiomètre coaxial P1-P2, et les deux milliampèremètres M1 et M2.

Les deux connecteurs coaxiaux CO1 et CO2 devront être fixés sur le panneau postérieur de l'appareil, comme le montre la **figure 2**, de manière que la distance centre à centre soit exactement de 114 mm.

Ensuite, on se procurera une section de câble coaxial, type RG58/U, d'impédance caractéristique de 50 ou de 75 Ω, selon les exigences, ayant une longueur totale de 134 mm. Ensuite, on enlèvera le revêtement extérieur en plastique et la gaine métallique, et on supprimera, aux extrémités, l'isolant interne sur une longueur de 10 mm de chaque côté, laissant à nu le conducteur central.

Les deux extrémités dénudées sont ensuite étamées et pliées à angle droit, toutes les deux dans la même direction, de manière à pouvoir être soudées directement aux prises coaxiales d'entrée et de sortie distantes précisément de 114 mm.

Avant d'effectuer ces soudures, il est nécessaire de préparer également deux segments de fil de cuivre rigide de 1,6 mm de diamètre, ayant chacun une longueur de 86 mm. Ces conducteurs devront être légèrement pliés aux extrémités et fixés de chaque côté de la section de câble coaxial à l'aide de deux morceaux de ruban adhésif plastifié comme le montre le schéma de la figure 2. Les différentes connexions sont également visibles sur ce schéma. Les diodes D1 et D2 devront être disposées de manière que la cathode soit en contact avec les condensateurs C1 et C2.

Comme il a déjà été dit, les deux appareils de mesure M1 et M2 devront tous deux présenter une sensibilité de 200 μA. On peut remarquer qu'aucune échelle graduée n'est nécessaire pour M1, du fait que, comme nous le verrons, durant la mise au point et l'utilisation de l'instrument, celui-ci devra indiquer constamment la déviation maximum, mesurant la puissance relative rayonnée par l'antenne. En pratique M1 sert seulement pour la mise au point du commutateur multiple et du double potentiomètre P1-P2, pour pouvoir effectuer la lecture sur M2.

Le second instrument doit au contraire être pourvu d'une échelle étalonnée directement en valeur du rapport d'ondes stationnaires TOS. A cet effet, il conviendra de refaire l'échelle de la matière illustrée à la **figure 3**.

Pour obtenir des mesures assez précises, l'échelle sera divisée en cinq parties égales, la première de celles-ci étant à son tour divisée en deux parties égales.

La première division correspond à une valeur de TOS égale à 1, la seconde à 1,5, la troisième à 2, la quatrième à 3. De la quatrième division à l'extrémité on pourra porter l'indication « Très mauvaise adaptation ».

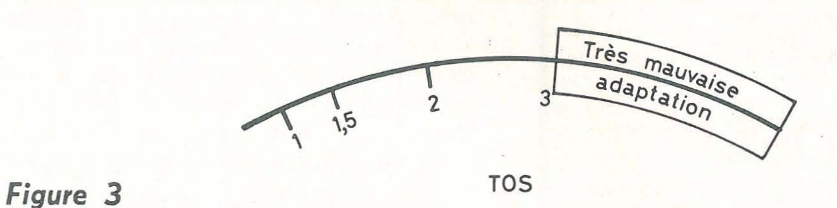


Figure 3

Réglage et utilisation de l'appareil

Le connecteur CO1 sera relié à la sortie de l'émetteur et CO2 à la ligne d'alimentation de l'antenne. Si on intervertissait le branchement, M1 indiquerait le rapport d'ondes stationnaires et M2 la puissance rayonnée.

(Suite page 75.)

MONTAGES PRATIQUES

OSCILLATEUR A POINTS FIXES

- Son fonctionnement
- Sa construction
- Ses variantes

Avec un seul transistor et quelques composants R et C, on peut réaliser rapidement un oscillateur donnant des signaux de forme sinusoïdale avec une distorsion de 0,26 % seulement et une tension de sortie de 3,5 V si la tension d'alimentation est de l'ordre de 22,5 V.

Ce montage est représenté par le schéma de la **figure 1**. On reconnaît aisément le montage en oscillateur à déphasage par réseaux RC. Voici les valeurs des éléments : $R_I = R_2 = R_3 = 10$ kΩ, $R_4 = 820$ kΩ, R_5 = potentiomètre de 10 kΩ de bonne qualité ; $C_I = C_2 = C_3 = 2$ nF, $C_4 = 0{,}1$ µF, INT = interrupteur, BATT = pile de 22,5 V, Q_I = transistor NPN.

Il y a en tout les composants suivants : quatre résistances fixes, un potentiomètre, quatre condensateurs fixes, une pile, un interrupteur, un transistor. Il faut aussi, disposer d'une platine pour monter ce petit appareil ainsi que de quatre bornes : deux pour brancher la pile et deux pour la sortie.

On remarque les deux lignes d'alimentation : la ligne négative et masse, reliée au — batterie et la ligne positive, reliée à R_5, R_4 et à l'interrupteur, ce dernier étant monté du côté du + batterie.

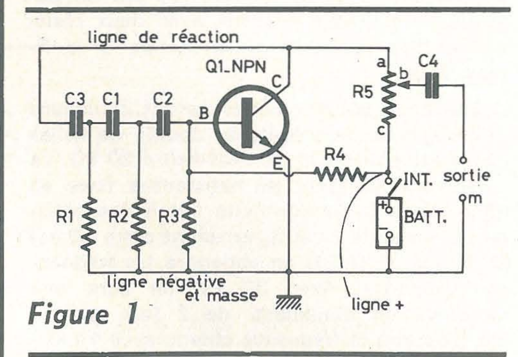


Figure 1

Fonctionnement

Pour obtenir l'oscillation, il faut que le déphasage produit par le transistor et le réseau RC de déphasage soit de 360°, ce qui signifie que l'on devra rechercher la **réaction** et non la **contre-réaction**.

A cet effet, comme un transistor monté en émetteur commun produit une inversion, c'est-à-dire un déphasage de 180° pour les signaux sinusoïdaux, le réseau RC composé de R_I, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3 doit déphaser de 180° également, pour obtenir, en tout, 360°.

Cela se réalise lorsque la relation ci-dessous est satisfaite :

$$f = \frac{a}{2\pi RC} \text{ hertz}$$

avec $2\pi = 6{,}28$, $R = R_1 = R_2 = R_3$, $C = C_I = C_2 = C_3$ (en ohms et farads respectivement, ou, en mégohms et microfarads), $a = 0{,}25$ à $0{,}4$.

Cette incertitude sur la valeur de a vient du fait que les résistances extrêmes, R_I et R_3 sont shuntées respectivement par celles de sortie et d'entrée du transistor.

En tenant compte des valeurs des éléments de ce montage : R = 10 kΩ = 0,01 MΩ et C = 2 nF = 0,002 µ F, il vient :

$$f = \frac{100\,000\ a}{6{,}28 \cdot 2} = 8\,000\ a$$

Des mesures effectuées sur un oscillateur réalisé ont donné f = 2000 Hz environ, on a alors :

$$8\,000\ a = 2\,000$$
$$\text{donc } a = 0{,}25$$

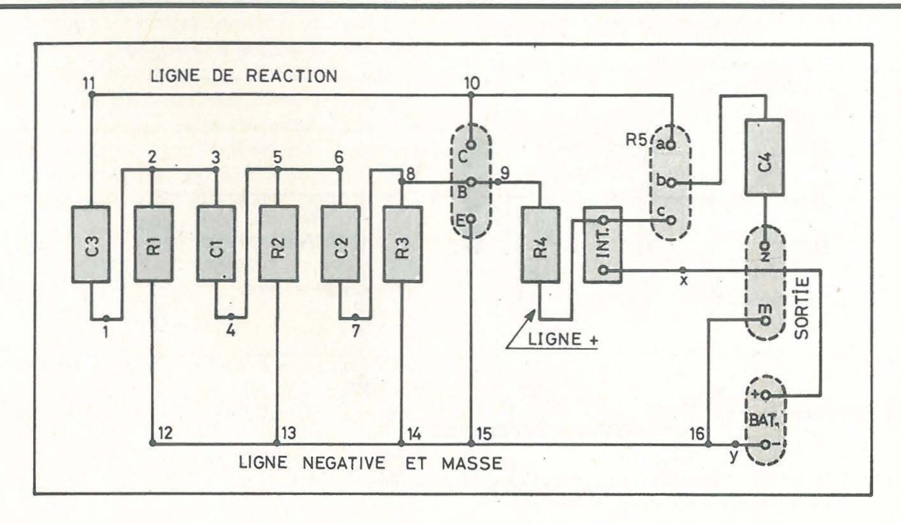


Figure 2

dans le cas présent et avec le transistor utilisé.

La formule ne donne qu'un ordre de grandeur de f en fonction des éléments R et C.

Il y a toutefois, une bonne exactitude de f lorsqu'on modifie les capacités c seulement. Ainsi, on voit que f est inversement proportionnelle à c, donc, c est multipliée par un nombre quelconque n, f est divisée par ce même nombre n.

Si n = 2 et C = 4 nF (au lieu de 2 nF) f est alors de 1 000 Hz au lieu de 2 000 Hz.

Il est alors facile de trouver des variantes de cet oscillateur, que nous indiquerons plus loin.

Remarquons que la variation des résistances est également permise mais pose des problèmes. En effet la base du transistor Q_1 est polarisée par R_3 et R_4 donc on ne peut modifier à volonté R_3 mais seulement R_1 et R_2.

Signalons aussi que f varie également en ne modifiant qu'au moins un des six composants R et C, par exemple R_2 seulement mais la formule donnée n'est plus valable.

Construction

Voici à la **figure 2** le plan de câblage de cet oscillateur. Nous l'avons établi en évitant le croisement des connexions. Ce plan peut être réduit selon les dimensions des composants. En bas, reste une place importante pouvant être utilisée pour la pile.

Pour le transistor on a indiqué les trois fils B (base), C (collecteur) et E (émetteur). Pour le potentiomètre R_5 on a également indiqué les trois points : a et c sont les extrémités et b est le curseur. Restent, ensuite, les deux bonnes : « sortie », avec m à la masse et « batterie » avec les points + et —. L'interrupteur est à brancher aux deux points indiqués, entre R_4 et + batterie.

On remarquera un certain nombre de points de jonction des fils des divers composants, numérotés de 1 à 16.

La platine peut être isolante, avec trous métallisés ou non métallisés. Dans ce dernier cas, quelques points de jonction seront réalisés avec vis écrous et cosses à souder, par exemple les points extrêmes des lignes : 11, 10, 12 ,16, 2, 5, 8, etc.

Variantes du montage primitif

Cet oscillateur ne donnant qu'un signal à une seule fréquence, il peut être intéressant de le modifier pour obtenir également d'autres signaux, à des fréquences différentes.

Comme on l'a dit plus haut, on pourra commuter les capacités C_1, C_2 et C_3. Cela conduit à la variante indiquée par la **figure 3**. Soit C la valeur de ces trois capacités égales. Avec C = 2 nF on a obtenu un signal à 2 000 Hz environ.

Adoptons pour les trois valeurs : 0,5 nF (8 000 Hz) 1 nF (4 000 Hz) et 2 nF (2 000 Hz). Avec un nombre supérieur de capacités commutables on pourra obtenir des signaux comme suit : 4 nF (1 000 Hz) 8 nF (500 Hz), 16 nF (250 Hz), 32 nF (125 Hz), 64 nF (62,5 Hz), etc.

Une variation continue sera obtenue en remplaçant R_1 et R_2 (et non R_3) par un potentiomètre double en série avec deux résistances fixes comme on le montre à la **figure 3 B**.

Les deux potentiomètres seront conjugués et leur valeur sera égale au double de celles indiquées pour R_1 et R_2 c'est-à-dire 20 kΩ. La valeur adoptée pour les résistances fixes en série sera 10 kΩ. De cette façon, les résistances en série R_1 et R_2 varieront entre 10 kΩ et 30 kΩ. A 10 kΩ on obtiendra les fréquences précitées. Avec 30 kΩ on aura une variation, en diminuant, de 2 fois environ par rapport à la fréquence obtenu avec 10 kΩ.

Cet oscillateur consomme extrêmement peu, environ 1 à 2 mA avec un 2N35 mais ce transistor très ancien est difficile à trouver et pourra être remplacé par les types suivants : OC74, OC140, OC318, AC105, AC117, AC127, AC130, AC132, AC153, 2N213, 2N214, 2N783, 2N834.

Les transistors AC... sont faciles à trouver partout. Il faut, en tout cas que le transistor soit un NPN.

Variante avec transistor de sortie

Pour une meilleure précision, on est conduit à disposer à la sortie de l'oscillateur, un amplificateur de couplage qui servira à deux fins : de séparateur et d'adaptateur - abaisseur d'impédance.

Ce montage est donné par la **figure 4** : L'amplificateur est à deux transistors, Q_2 = Q_3 = 2N3242-A de la RCA. Ce sont des NPN et ils doivent être alimentés sous 20 V. Si cet amplificateur est disposé à la sortie de l'oscillateur, ce dernier sera alimenté également sous 20 V seulement.

Ce petit montage s'adapte à celui de la figure 1, à partir du potentiomètre R_5. Le curseur point b est toujours connecté à C_4 mais celui-ci ne va plus à la sortie mais au point commun de R_6 et R_7.

Ces deux résistances constituent un diviseur de tension polarisant correctement la base de Q_2, transistor monté un émetteur commun. L'émetteur de Q_2 est polarisé par R_9 + R_{10} et il y a une certaine contre-réaction de courant due au fait que R_9 n'est pas shuntée par une capacité de découplage de valeur élevée.

Il y a liaison directe entre le collecteur de Q_2 et la base de Q_3, ces deux électrodes étant polarisées par R_8.

A remarquer le montage de Q_3, en collecteur commun. De ce fait, le collecteur de Q_3 est relié directement à la ligne positive et la

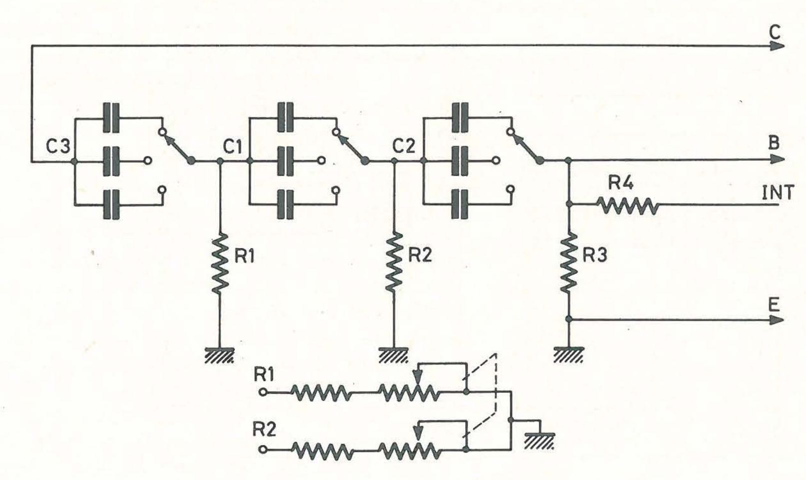


Figure 3

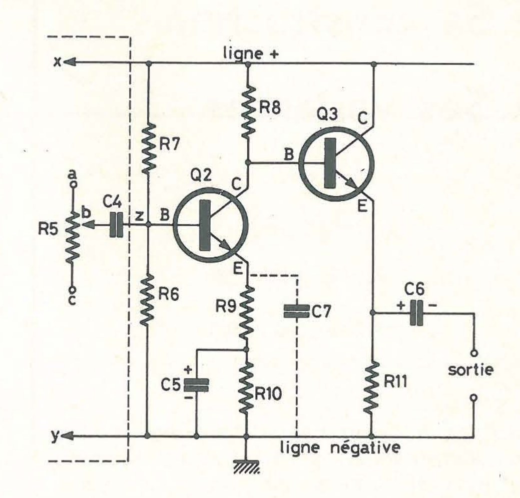


Figure 4

sortie du signal se fait sur l'émetteur. La tension BF est, alors, disponible aux bornes de R_{11} d'où elle est transmise, par C_6, à la nouvelle sortie de l'appareil, celle de la figure 1 étant supprimée.

On a dessiné sur la figure 4 un pointillé séparant la partie nouvelle de celle de l'oscillateur. Le condensateur C_4 sera relié à la base de Q_3 point z, la ligne positive au point x et la ligne négative au point y.

La sortie de l'amplificateur a une impédance de l'ordre de 500 Ω et pourra fournir jusqu'à 5 V efficaces sans distorsion appréciable. Une excellente courbe de réponse est obtenue avec cet amplificateur, linéaire entre 20 Hz et 20 000 Hz aux signaux sinusoïdaux.

Ce montage amplificateur consomme 30 mA sous 20 V. Il peut se montrer selon le plan de la figure 5 sur laquelle on retrouve les points de liaison avec l'oscillateur : x à la ligne positive, y à la masse et z à C_4.

Les deux transistors sont indiqués par les trois électrodes B, E, C. C_5 et C_6 sont des électrochimiques et on a indiqué leurs points de branchement avec les polarités + et —. La sortie est reportée sur cette partie. On pourra très bien monter les deux parties sur une même platine.

Les deux plans des figures 2 et 5 représentent les faces dites supérieures sur lesquelles sont montés les composants. Les faces opposées sont celles des connexions, dessinées quand même pour faciliter le travail de montage et de câblage.

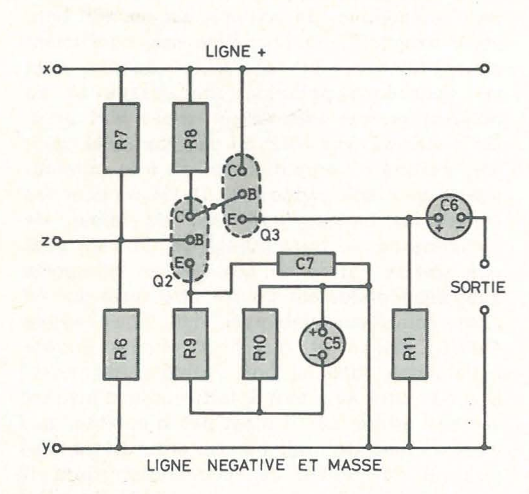


Figure 5

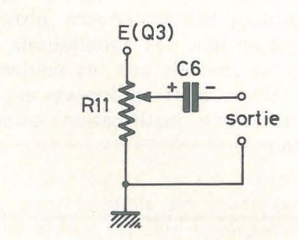


Figure 6

Variante avec R11 variable

Cette variante est utile pour éviter les distorsions. En effet la tension de sortie de l'oscillateur pouvant atteindre une valeur de l'ordre de quelques volts efficaces, elle pourrait surcharger le transistor Q_2. Dans ce cas, on sera amené à la réduire à l'aide du potentiomètre R_5. Il est plus commode de régler R_5 de façon à ce que le seuil de distorsion ne soit pas atteint et de prévoir un autre réglage de la tension de sortie, en remplaçant R_{11} fixe par un potentiomètre comme le montre la figure 6. Dans cette variante, R_5 sera réglé une fois pour toutes et R_{11} sera le réglage de la tension du signal.

Voici les valeurs des éléments du montage amplificateur :

R_6 = 6,2 kΩ, R_7 = 100 kΩ, R_8 = 10 kΩ, R_9 = 68 Ω, R_{10} = 470 Ω, R_{11} = 1 kΩ (fixe ou potentiomètre linéaire).

C_5 = 300 µF, C_6 = 50 µF tous deux des électrochimiques à tension de service 25 V.

Il est également conseillé de monter entre l'émetteur de Q_2 et la ligne de masse, un condensateur C_7 de 50 nF au papier. Il évitera l'instabilité et améliorera la linéarité de l'amplificateur. La contre-réaction ne s'exercera, alors, qu'aux fréquences très basses.

Un fort condensateur électrochimique entre + et — alimentation peut supprimer un fonctionnement défectueux lorsque la pile commence à vieillir, donc, présenter une résistance interne non négligeable. ■

RÉALISATION D'UN MESUREUR DE RAPPORT D'ONDES STATIONNAIRES

(Suite de la page 72)

La seule opération de mise au point consiste en premier lieu à relier l'entrée du TOS-mètre à la sortie de l'émetteur, et appliquer au connecteur de sortie une charge résistive de 50 ou 75 Ω, selon l'impédance pour laquelle l'instrument a été prévu. Cela fait, accorder l'émetteur à la fréquence sur laquelle on désire émettre, et régler simultanément le commutateur multiple et le double potentiomètre P1-P2, afin d'obtenir la déflexion totale de l'aiguille de M1.

Dans ces conditions, M2 ne devrait fournir aucune indication du fait qu'il est impossible de constater des ondes stationnaires avec une charge fictive. Si toutefois M2 fournit une indication quelconque, ceci indique une certaine dissymétrie entre les valeurs des composants. Vérifier que les deux diodes D1 et D2 présentent la même résistance directe et inverse, et remplacer l'une des deux dans le cas d'une disparité dans l'une des deux valeurs. De même pour R1 et R2 qui doivent avoir la même valeur.

Ceci fait, éliminer la résistance appliquée provisoirement à la prise de sortie et appliquer à la place la descente d'antenne. Corriger éventuellement l'accord de l'émetteur sur la fréquence d'émission et retoucher le commutateur et le double potentiomètre pour reporter exactement à fond d'échelle l'aiguille de M1. A ce moment, sur M2 il sera possible de lire directement la valeur du TOS.

Rappelons que si la valeur du rapport est égale à 1, l'adaptation est bonne ; si celle-ci est égale à 1,5 - 2 ou 3, une bonne partie de la puissance est perdue le long de la ligne d'alimentation. Si enfin, l'aiguille de M2 atteint la zone de « Très mauvaise adaptation », c'est que la plus grande partie de la puissance de sortie de l'émetteur est perdue ; il conviendra donc de revoir les caractéristiques de l'antenne ou des lignes d'alimentation.

La réalisation de cet instrument de mesure ne peut que contribuer à l'amélioration du rendement d'une station d'amateur.

Valeurs des éléments :

R1 = Résistance anti-inductive de 270 Ω, 1 %, 1 W, pour impédance de ligne de 50 Ω. Si la ligne est de 75 Ω, la valeur doit être de 220 Ω.

R2 = identique à R1.

R3 = R8 = 50 kΩ 2 W, 1 %.

R4 = R7 = 33 kΩ, 2 W, 1 %.

R5 = R6 = 13 kΩ, 2 W, 1 %.

P1 -P2 = double potentiomètre coaxial 2 × 1 MΩ. log.

C1 = C2 = condensateur céramique de 0,01 µF à disque.

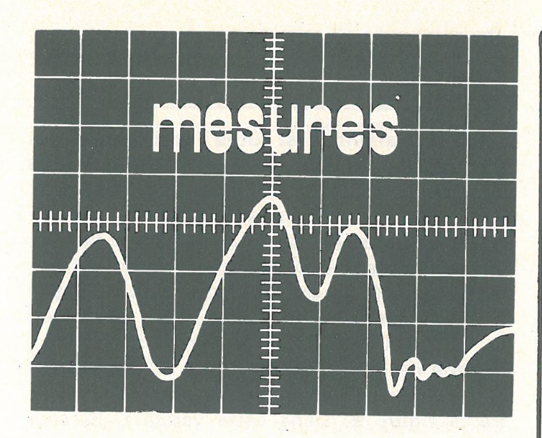
D1 = D2 = Diode 1N34A ou équivalente.

M1 = M2 = milliampèremètre 0-200 mA.

CO1 = CO2 = connecteur pour câble coaxial.

F.H.

D'après Radio-TV n° 11.1970.



CONTROLEUR UNIVERSEL DE SEMI-CONDUCTEURS A MESURE DYNAMIQUE

Par **Pierre DURANTON**

- Principe
- Fonctionnement
- Réalisation
- Utilisation

La possibilité de contrôler un semiconducteur quelconque, de voir s'il est ou non bon, voire excellent, de connaître son coefficient d'amplification, de déterminer quelles sont les conditions optimales de charge et de polarisation est assurément chose fort utile. Qu'il soit de type PNP ou de type NPN, qu'il soit destiné à l'amplification ou à la commutation, qu'il soit conçu pour la HF ou pour les fréquences basses, qu'il soit de faible, de moyenne ou de forte puissance, et ceci quel que soit la nature de son boîtier, n'importe quel semiconducteur pourra être testé sur ce petit contrôleur universel que nous avons étudié, réalisé et qui nous donne entière satisfaction depuis bon nombre d'années. C'est à notre avis tout à fait inutile d'insister sur son utilité, car il n'est pas d'amateur qui n'ait en fond de tiroir peu ou prou de transistors ou de diodes de récupération dont il ne connaît pas toujours la qualité. Certains transistors ont pu vieillir et perdre certaines caractéristiques. D'autres ont perdu leur marquage et l'on ne sait plus à quoi ils correspondent. D'autres encore proviennent de surplus et portent des appellations spéciales dont on ne possède pas les équivalences, etc., les raisons sont multiples et chacun pourra trouver une justification personnelle à son emploi.

L'oscillateur délivre un signal sinusoïdal de fréquence et d'amplitude constantes, qui est appliquée à l'entrée d'un étage qui utilise le transistor (ou la diode) que l'on veut essayer.

Le dispositif de couplage n'est autre que cet étage sur lequel vient se connecter le transistor à tester (Tx) ou la diode inconnue (Dx). Ce dispositif de couplage sert en outre à la connexion du transistor inconnu et de la diode quelqu'en soit le boîtier.

Le circuit de mesure, quant à lui, permet de mettre en évidence, au moyen d'une aiguille se déplaçant sur un cadran de microampèremètre ou de milliampèremètre, la qualité du semiconducteur en question :

Pour les diodes : deux zones : MAUVAIS BON.

Pour les transistors : trois zones : MAUVAIS - BON - EXCELLENT (ou très bon).

Le schéma (**figure 2**) est relativement simple comme il est facile d'en juger. Un transistor T1 est monté en oscillateur BF et délivre un signal sinusoïdal qui est prélevé au moyen d'une capacité de 0,5 µF pour être appliqué au dispositif de couplage.

Le transistor T1 est un transistor BF de type PNP. Ce pourra être un 2N2905 ou un 2N2907, ou tout autre PNP de faible ou de moyenne puissance pouvant être alimenté en basse tension, puisque la tension d'alimenta-

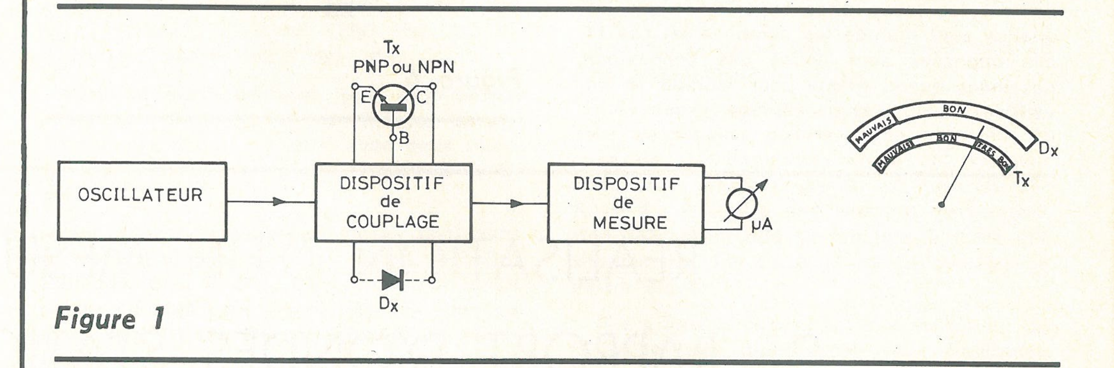


Figure 1

De prix de revient bien modeste : 80 F au maximum et de fonctionnement assuré, de présentation agréable et de réalisation aisée, ce contrôleur universel de semiconducteurs trouvera place sans difficulté à côté du contrôleur universel tout court, c'est tout dire quant à sa fréquence d'emploi !

Cet instrument devra pouvoir tester en régime dynamique tous les types de transistors conventionnels (nous verrons le cas particulier des transistors à effet de champ), qu'ils soient PNP ou NPN, de petite, de moyenne ou de forte puissance, et ceci pour n'importe quel boîtier, métallique ou en enrobage plastique il devra pouvoir vérifier la qualité des diodes, quel qu'en soit le type (nous verrons également le cas particulier des diodes zener).

Ces différents critères seront satisfaits par le contrôleur dont le schéma synoptique (**figure 1**) montre l'association de trois blocs, à savoir :

a) un bloc oscillateur

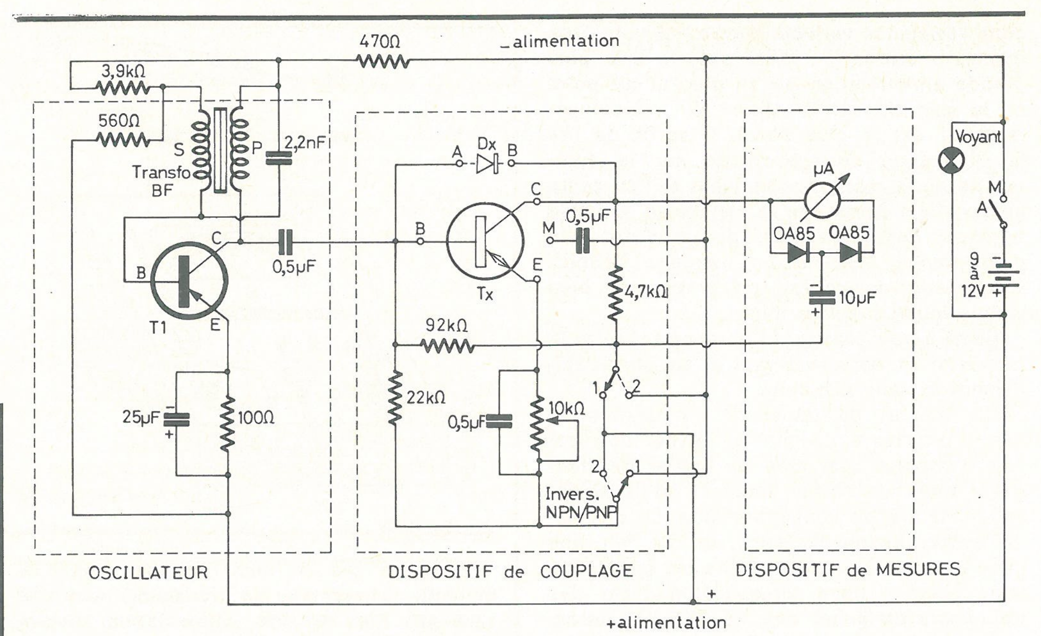
b) un dispositif de couplage

c) un dispositif de mesure.

tion est obtenue au moyen d'une pile sèche de 9 à 12 volts. Ce pourra être éventuellement un OC71 ou un OC72 mais comme il ne faut pas être rétrograde, nous avons préféré utiliser un transistor moderne ! Le principal est que T1 oscille et pour ce faire, il suffira de trouver un transistor PNP quelconque mais de bonne qualité si possible ! Le type importe peu, seule sa facilité de se mettre en réaction et par voie de conséquence en oscillation est importante dans le cas présent.

Son émetteur est polarisé par une cellule RC (100 ohms et capacité de 25 µF) ; sa base est polarisée au moyen d'un pont constitué de deux résistances de 560 ohms et 3,9 kilohms. Un transformateur BF de rapport 1/3 (ou autre car cela n'a qu'une importance très relative !) assure d'une part la réaction en renvoyant sur la base et en opposition de phase le signal de sortie du collecteur et d'autre part la fréquence des oscillations (dans notre cas d'environ 1 000 Hz). Une capacité de 2,2 nF en parallèle sur ce transformateur complète le circuit LC. Le signal de sortie est accessible sur le collecteur du transistor, là où est branchée la capacité de 0,5 µF.

Le dispositif de couplage est assez simple. Il s'agit tout simplement d'un montage où prend place le transistor inconnu. La base est polarisée par un pont de deux résistances (92 kilohms et 22 kilohms) ; l'émetteur est polarisé par une cellule RC dont R est constituée par une résistance variable de 1 kilohm et C par une capacité non polarisée (donc non-chimique) de 0,5 µF. Le collecteur est chargé quant à lui par une résistance de 4,7 kilohms aux bornes de laquelle est prélevée la tension qui excite le système de mesure que nous allons voir plus loin. Comme les transistors à essayer sont des PNP ou des NPN, il est nécessaire de pouvoir inverser la



{Position ① = NPN
{Position ② = PNP

Figure 2

Transfo BF (voir texte)
T1 = Transistor BF PNP quelconque (2N2907ou autre)

polarité du circuit de couplage et c'est la raison pour laquelle un inverseur PNP/NPN rend positive la tension appliquée à l'émetteur en position PNP et en même temps négative la tension appliquée au collecteur, alors qu'inversement en position NPN, l'émetteur est négatif et le collecteur positif.

En position 1, on essaye des transistors NPN, et en position 2, on essaye des transistors PNP.

La raison d'être de la résistance variable de 1 kilohm insérée dans le circuit d'émetteur du transistor inconnu tient au fait qu'en fonction de la nature et de la puissance des transistors à essayer, il est nécessaire de pouvoir faire varier la charge opportée à l'émetteur et la tension de polarisation, car il est bien évident que pour un transistor amplificateur de tension (donc de faible puissance et par voie de conséquence à faible courant) la résistance d'émetteur sera plus élevée que pour un transistor à moyenne ou à forte puissance pour lequel la résistance d'émetteur devra être beaucoup plus faible. En outre,

cette résistance variable permet de voir dans quelles mesures on peut obtenir une plus grande amplification en se plaçant au point ou le gain (lu sur le cadran du microampèremètre) est le plus élevé. Il suffit de lire la graduation correspondante sur la commande de la résistance variable et l'on saura ainsi qu'elle devra être la résistance optimale à placer dans l'émetteur du transistor lors d'un emploi ultérieur en montage définitf. Cette petite astuce est fort pratique et bien simple quant à son emploi !

Reste à voir comment l'on pourra insérer le transistor Tx dans le circuit et ceci très rapidement et sans difficulté :

Un support de transistor en plastique à quatre broches est monté et permet de recevoir n'importe quel type de boîtier de transistor muni de pattes souples, qu'ils soient sub-miniature ou conventionnelle. La quatrième patte, lorsqu'elle sert, est en fait une prise de mise à la masse. Elle est facultative mais bien pratique lorsque l'on teste des transistors du genre des AF 115 ou autres.

Cette cosse de mise à la masse est réunie à l'alimentation par une capacité non polarisée de 0,5 µF.

Pour la mesure des diodes, deux bornes sont disponibles « A » et « B » et qui sont réunies respectivement à la prise de base et à la prise de collecteur du transistor Tx. En fait, lorsque l'on essaie une diode, il n'y a pas de transistor Tx en place et la diode ne fait que transférer sur le collecteur, ou plus exactement sur la sortie prévue pour le collecteur, le signal disponible sur la prise de base. Dans ce cas, il n'y a pas d'amplification mais si la diode est bonne, dans un sens il y a déviation de l'aiguille et absence de déviation dans l'autre sens. alors qu'il n'y a pas de déviation si la diode est coupée. Si la diode est en court-circuit, il y a déviation dans les deux sens, ce qui peut se résumer ainsi :

1er cas :	
sens direct : déviation sens inverse . pas de déviation	bonne
2e cas :	
sens direct : pas de déviation sens inverse . pas de déviation	mauvaise (diode coupée)
3e cas :	
sens direct : déviation sens inverse : déviation	mauvaise (diode en court-circuit)

Mais il y a aussi des transistors qui ne peuvent pas se placer sur un support destiné à recevoir des pattes souples, et c'est notamment le cas des transistors de puissance. Aussi avons-nous prévu de monter trois bornes universelles isolées, l'une marquée « E » est raccordée à la prise d'émetteur, la deuxième marquée « B » est raccordée à la prise de base et enfin la troisième marquée « C » qui est raccordée à la prise de collecteur. Ces trois prises permettent d'utiliser trois cordons à fil munis par exemple de pinces « crocodiles » et d'aller chercher les contacts sur les pattes et le boîtier du transistor récalcitrant. Autre astuce qui est bien utile dans le cas de transistors montés sur une carte et que l'on ne peut pas extraire pour les essayer sur le contrôleur ; si le transistor ne va pas au contrôleur ce sera ce dernier qui ira au transistor !

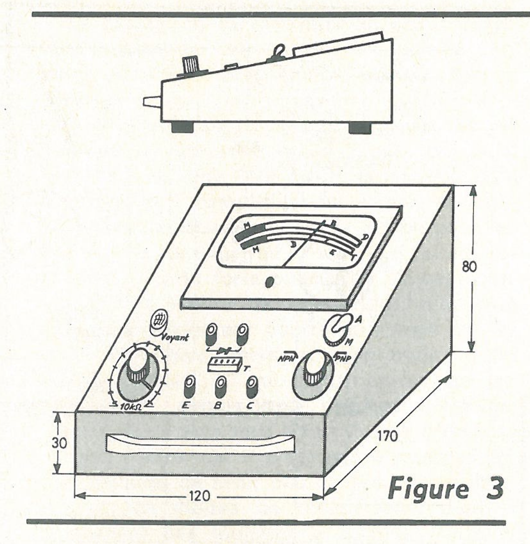


Figure 3

Dans ce cas de recherche de panne, le montage comprenant le transistor incriminé sera mis hors tension (alimentation simplement coupée).

Le dispositif de mesure est très simple. Il comporte un microampèremètre de déviation totale 100, 150 ou 500 µA. Ce pourra être un Vu-mètre du commerce qui présente le double intérêt d'être à la fois sensible (en général 130 µA) et peu onéreux (de l'ordre de 20 F).

Deux diodes OA85 ou similaires assurent le redressement du signal appliqué à l'entrée du dispositif, quelle que soit la polarité du dispositif de couplage (collecteur positif ou collecteur négatif). Le point commun aux deux diodes est ramené au retour alimentation par une capacité chimique de 10 µF.

Le cadran du microampèremètre sera divisé en deux échelles comportant, l'une trois zones : MAUVAIS - BON - TRES BON pour la mesure des transistors, et l'autre deux zones : MAUVAIS - BON pour les essais de diodes.

L'étalonnage de ce cadran devra se faire en utilisant quelques échantillons de transistors et diodes connus comme étant bons, très bons ou mauvais et à partir de ces premiers essais, les limites des différentes zones pourront être tracées au crayon sur le cadran. Elles sont fonction des caractéristiques du galvanomètre employé, c'est-à-dire de sa sensibilité et de sa résistance interne.

Un interrupteur « Marche-Arrêt » permet de couper l'alimentation de la pile et un petit voyant 12 volts à faible consommation complète le schéma, qui ne pose guère de difficultés.

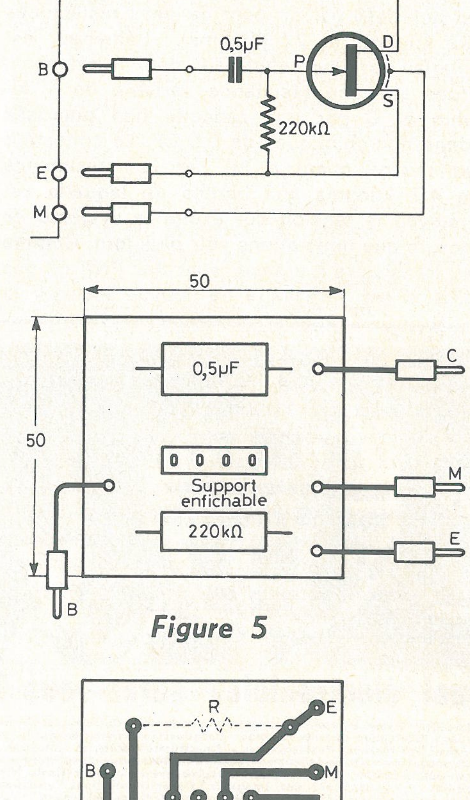
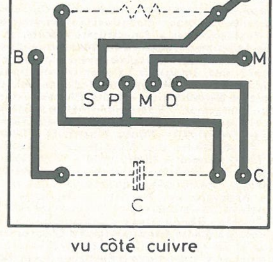


Figure 5



vu côté cuivre

Adaptateur pour tester les transistors a effet de champ FET

Quelle présentation adopter ?

Nous avons, pour notre part, choisi d'utiliser un coffret métallique en forme de pupitre de dimensions approximatives : 120 mm de largeur, 170 mm de profondeur et 80 mm de hauteur à la partie arrière qui vers la plus haute et de 30 mm de hauteur vers l'avant du plan incliné (**figure 3**). Une poignée chromée est fixée sur le plan vertical avant ; elle permet de porter plus facilement l'appareil tandis que la façade du contrôleur comporte :

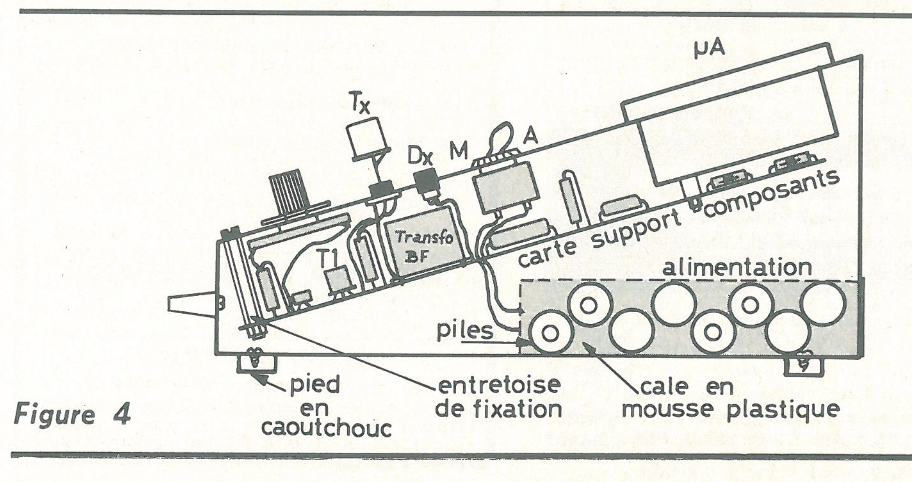


Figure 4

— le microampèremètre avec son cadran gradué ainsi que nous l'avons vu et dit plus haut,

— l'interrupteur « Marche-Arrêt » et le voyant de marche,

— l'inverseur « NPN-PNP »,

— la commande de la résistance variable de 10 kilohms et sa graduation et enfin,

— le support enfichable pour transistors à quatre sorties ainsi que les trois bornes universelles marquées « E », « B », et « C » ainsi que les deux bornes « A » et « B » destinées aux diodes. C'est tout.

Quatre pieds en caoutchouc seront fixés sous le coffret afin d'éviter les chocs comme les rayures sur la table où sera posé le contrôleur. La disposition interne du coffret (**figure 4**) montre que tous les composants sont fixés sur une carte tenue parallèlement à la façade, au moyen de deux tiges filetées de 3 mm munies d'entretoises. Les deux vis sortant du microampèremètre, à l'arrière de celui-ci et assurant son racordement assure également la fixation haute de la carte qui est ainsi solidement tenue par quatre points.

Le transformateur BF qui pourra être d'un modèle miniature, voire très petit (1 ou 2 cm³) puisqu'il ne nécessite qu'une puissance infime sera fixé lui aussi sur cette carte. L'impédance de son primaire comme celle du secondaire n'ont qu'une importance minime car il s'agit surtout d'entretenir les oscillations. Une impédance primaire de l'ordre de 300 à 500 ohms et une impédance de secondaire de l'ordre de 1 000 à 2 000 ohms conviendront parfaitement. A noter que lors des prémiers essais, s'il n'y a pas de déviation alors que le transistor à l'essai est connu pour être très bon, il suffit d'inverser les deux fils du primaire et tout rentrera dans l'ordre car la raison du non-fonctionnement était due au manque d'oscillation de T1. En remettant en phase collecteur et base de ce transistor par l'inversion du sens de l'un (et d'un seul) des enroulements, T1 se met immédiatement à osciller, ce qui est son rôle !

Une autre cause de non-fonctionnement peut être dû au mauvais sens de branchement des diodes de détection. Il suffit dans ce cas de les inverser toutes les deux, afin qu'elles soient bien en série comme le montre notre schéma et là encore tout doit rentrer dans l'ordre.

La partie laissée libre dans le fond du coffret est destinée à recevoir les piles de 1,5 V montées en série ou bien la pile de 9 V ou enfin les 2 ou 3 piles de 4,5 V montées elles-aussi en série afin de fournir les 9 ou 12 voir 13,5 V nécessaires à l'alimentation de l'appareil. Ces piles seront avantageusement calées au moyen de mousse plastique qui assure à la fois un bon isolement électrique et une disposition mécanique très souple.

Voyons maintenant le cas des transistors à effet de champ (ou FET) ; ces transistors ont une « source » polarisée comme le serait l'émetteur d'un transistor conventionnel, un « drain » chargé comme le collecteur mais en ce qui concerne la « porte » le cas est différent, car il n'y a pas de polarisation par pont diviseur de tension. Alors que faire ? Il suffit de réaliser un intercalaire destiné à recevoir le FET et à le raccorder aux bornes « E », « B » et « C » du contrôleur. Cet intermédiaire (**figure 5**) est des plus simple et pourra tenir sur un morceau de matériau pour circuit imprimé de petites dimensions (50 × 50 mm). La porte du FET reçoit en provenance de la base le signal BF mais sans polarisation celle-ci, dans le cas du FET est obtenue au moyen d'une résistance de forte valeur de 220 kilohms reliant la porte à la source pour isoler (en continu) les deux types de polarisation, une capacité de 0,5 µF est montée entre la porte du FET et la borne B.

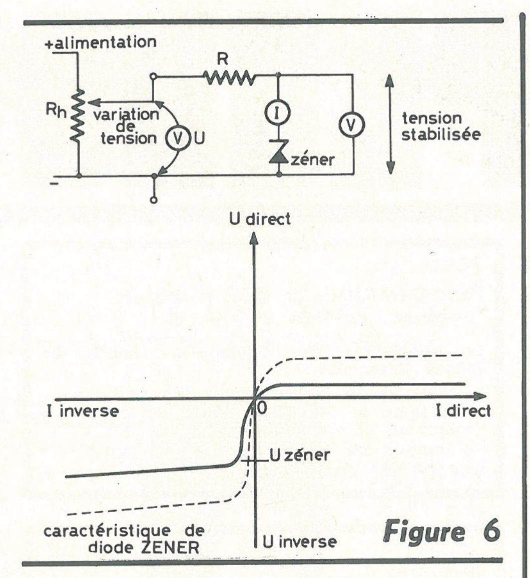


Figure 6

Notre croquis donne également le câblage imprimé pour ceux qui désireraient le réaliser comme tel.

Pour contrôler les diodes zener, procéder comme pour les diodes normales de redressement, mais si l'on peut déterminer la qualité « bon ou mauvais » de la diode, il n'est pas possible de déterminer ses caractéristiques car il faudrait un montage notablement différent, mais le contrôle de qualité des diodes zener ne représente qu'une toute petite part des opérations que l'amateur est amené à faire et il peut tout de même savoir si telle ou telle diode zener est bonne ou ne l'est pas, ce qui est le principal.

Pour contrôler totalement une diode zener, il est nécessaire de disposer d'une source d'alimentation à tension variable, munie d'un voltmètre, d'un milliampèremètre et de tracer une courbe caractéristique des variations de l'intensité la traversant en sens direct et en sens inverse, en fonction de la tension directe et inverse qui lui est appliquée (**figure 6**) et ce dispositif, bien qu'intéressant sort tout à fait des possibilités de notre petit contrôleur qui pourra simplement avertir l'amateur que sa diode est bonne ou non.

Poursuivant l'étude et la réalisation de montages de mesures simples et à portée de l'amateur, nous étudierons la prochaine fois un dispositif très spectaculaire, à savoir : un contrôleur oscilloscopique permettant de « voir » la porteuse modulée ou non, sortant d'un émetteur et de déterminer si l'émission est entachée de défauts, si oui desquels et d'en trouver la cause par la méthode dite « du trapèze » ; ce sera encore un appareil simple à réaliser mais combien utile quant à ses possibilités d'emploi dans une station d'amateur ou pour des équipements de télécommande.

Pierre DURANTON

COURRIER DES LECTEURS

N'hésitez pas à nous écrire.

Nous vous répondrons soit dans les colonnes de la revue, soit directement.

● *Si votre question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur, d'un numéro précédent ou d'un ouvrage technique, joignez simplement une enveloppe timbrée à votre adresse.*

● *S'il s'agit d'une question technique, nous vous demandons de joindre 4 F sous la forme qui vous convient pour participer aux frais.*

M. Dastuc à Béthune.

Voudrait monter sur son récepteur un dispositif d'étalement de bande.

L'adjonction d'un système d'étalement de bande à votre récepteur est très simple. Il vous suffira d'acquérir un condensateur variable à trois cages de 10 pF chacune et de relier chacune de ces cages à celle correspondante du CV du récepteur. Les lames mobiles de ce CV auxiliaire seront bien sûr, connectées à la masse du récepteur. Le condensateur auxiliaire permettra d'étaler la bande de fréquence « choisie » par le CV principal. Les connexions seront aussi courtes que possible.

M. Machel à Angoulême.

Voudrait utiliser l'amplificateur Hi-Fi qu'il possède pour écouter les émissions AM captée par un récepteur à transistors.

Cette écoute est possible. Il vous suffira de prélever les signaux BF sur la résistance de charge de l'étage détecteur et de les appliquer à l'entrée de l'amplificateur à travers un condensateur de 10 µF. La liaison entre la sortie de ce condensateur et l'entrée de l'amplificateur se fera par un câble blindé dont la gaine sera en contact avec la masse des deux appareils. Pour permettre d'établir ou de supprimer facilement la liaison il conviendra de prévoir sur le récepteur une prise qui sera connectée au point chaud de la résistance de détection.

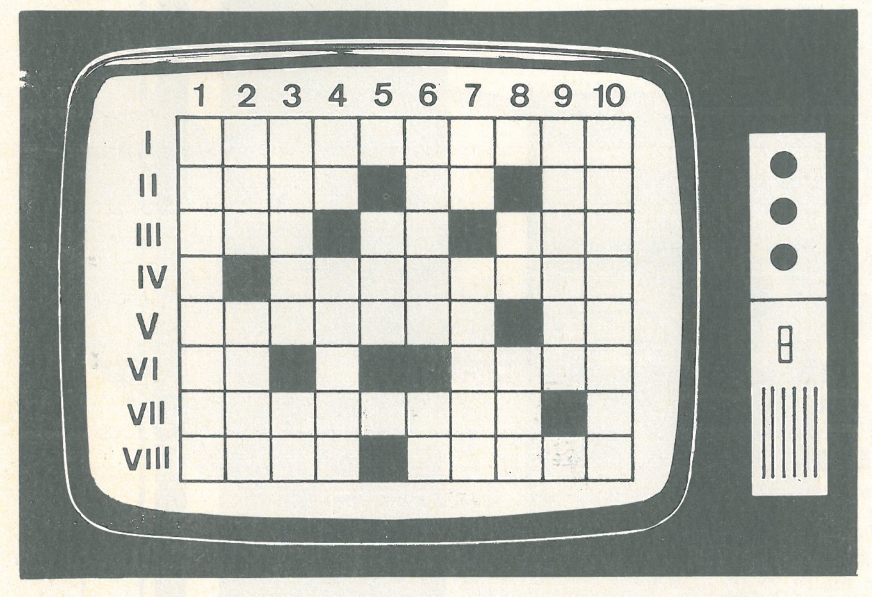
M. Perret à Saint-Étienne.

Possède un téléviseur dont la musicalité est mauvaise. Nous demande si le remplacement du haut-parleur par un 12 × 19 cm apporterait une amélioration.

Vous pouvez faire l'essai mais nous ne pensons pas que ce remplacement soit très efficace. A notre avis c'est la partie BF du téléviseur qui est la cause de ce fonctionnement détestable. Il conviendrait de la vérifier et de la dépanner. Essayez tout d'abord de remplacer la lampe ECL82 qui équipe cet amplificateur. Contrôlez les tensions sur les différentes électrodes et en particulier les tensions de polarisation. Celle sur la cathode de la triode sera de 1 à 2 volts et celle sur la cathode de la pentode de puissance de 12 volts. Contrôlez les résistances et les condensateurs. En particulier assurez-vous si celui de liaison entre plaque triode et grille pentode ne présente pas de fuite.

détendez-vous ...

Merci à nos lecteurs d'avoir envoyé déjà en grand nombre des grilles de mots croisés. Nous rappelons que chaque grille publiée sera récompensée par un prix de 50 francs.



MOTS CROISÉS ÉLECTRONIQUES

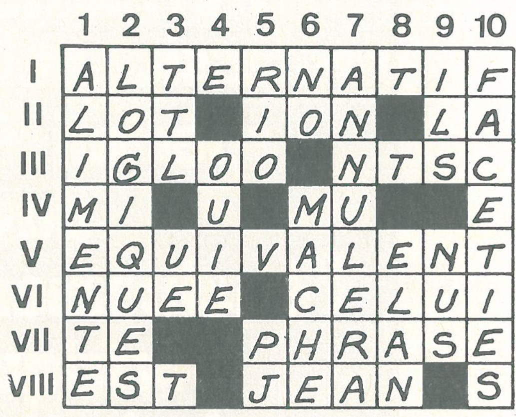
Balayage horizontal

I. Souvent enceinte - II. On peut l'obtenir en divisant un watt par un ampère - Gamme d'ondes - Noir et blanc ou couleur - III. Devant Monsieur le Maire - Diminue le gain d'un étage - Certains torons industriels lui ressemblent - IV. Elles ne manquent pas de capacité - V. Son nid fait une drôle de bobine - Courant d'émetteur - VI. Le troisième est à une fréquence d'environ 256 Hz - Refuser la culpabilité - VII. Qui possède des aspérités - VIII. Enlevés - Ils sont nécessaires pour mettre au point un montage.

Balayage vertical

1. Connu par un grand nombre - 2. Evite de perdre la tête - Extrêmité - 3. Interrupteur à usage domestique - Symbole de matériau semi-conducteur - 4. La fin de tout - Pas très graves - 5. Eléments d'un circuit oscillant - 6. Avant l'arène - Vieux do - 7. Courant collecteur - Nul ne l'est d'ignorer la loi - 8. Quotidienne chez les scouts - Fin de séries - 9. Le mouvement perpétuel, dit-on, en est un exemple - 10. Elargiras.

Solution du problème d'avril

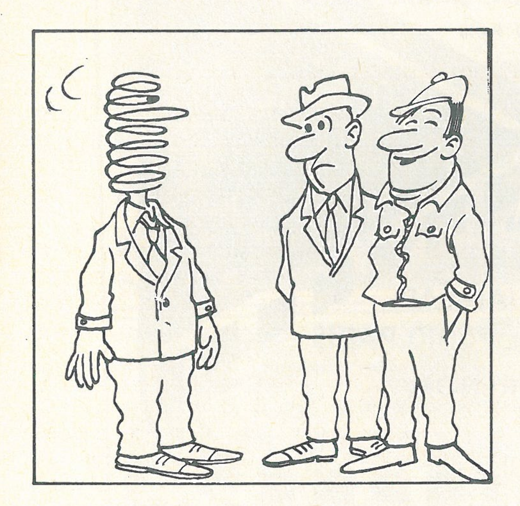


	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
I	A	L	T	E	R	N	A	T	I	F
II	L	O	T		I	O	N		L	A
III	I	G	L	O	O		N	T	S	C
IV	M	I		U		M	U			E
V	E	Q	U	I	V	A	L	E	N	T
VI	N	U	E	E		C	E	L	U	I
VII	T	E			P	H	R	A	S	E
VIII	E	S	T		J	E	A	N		S

Solution de l'énigme du 1er avril

Comme nos lecteurs devaient s'y attendre, la solution de ce problème n'a rien de mathématique étant donné la date à laquelle nous proposions de le résoudre.

Voici donc la réponse : « La passerelle s'est écroulée car un homme averti en vaut deux. »

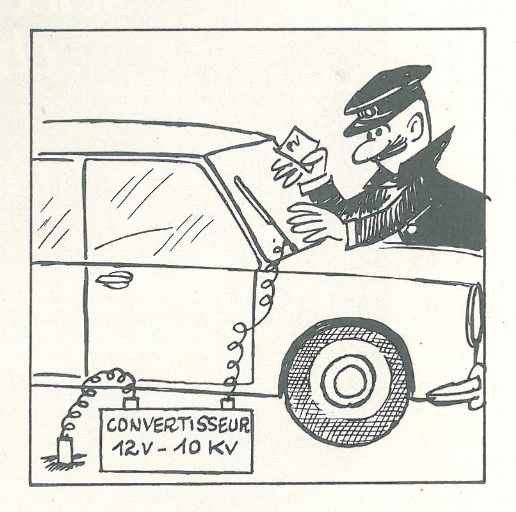


— Qu'est-ce qui t'arrive Henry ? Tu en fais une drôle de bobine.

— J'ai mangé quelque chose qui ne m'a pas réussi au self !



— Vous allez bien nous shunter quelque chose ?



Sans légende